

VŠB – Technická univerzita Ostrava  
Fakulta strojní  
Katedra automatizační techniky a řízení

# **Návrh regulátorů pro integrační soustavy**

## **Controller Desing for Integral Plant**

Student: Pavel Čelovský  
Vedoucí bakalářské práce: doc. Ing. Renata Wagnerová, Ph.D

Ostrava 2018/2019

VŠB - Technická univerzita Ostrava  
Fakulta strojní  
Katedra automatizační techniky a řízení

## Zadání bakalářské práce

Student: **Pavel Čelovský**  
Studijní program: B2341 Strojírenství  
Studijní obor: 3902R001 Aplikovaná informatika a řízení  
Téma: **Návrh regulátoru pro integrační soustavy**  
**Controller Design for Integral Plant**  
Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Seznamte se metodami syntézy vhodnými pro integrační soustavy, porovnejte z hlediska dosažené kvality řízení.
2. Popište strukturu a vlastnosti 2DOF regulátorů a postup nastavení jejich stavitelných parametrů.
3. Pro zvolené příklady integračních soustav navrhnete regulátory (PID a 2DOF) a provedte jejich verifikaci pomocí číslicové simulace.
4. Zhodnoťte dosažené výsledky a navrhnete další směr řešení.

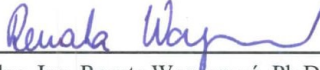
Seznam doporučené odborné literatury:

ÅSTRÖM, Karl J and Tore HÄGGLUND, c1995. PID controllers. 2nd ed. Research Triangle Park, N.C.: International Society for Measurement and Control. ISBN 15-561-7516-7.  
PILCH, Patrik, 2015. Výukový model Vzduchová levitace [online]. Ostrava, 2015 [cit. 2018-10-03]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/10084/109737>. Bakalářská práce. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava.  
VÍTEČKOVÁ, Miluše a Antonín VÍTEČEK, 2008. Základy automatické regulace. Přepřac. 2. vyd. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava. ISBN 978-80-248-1924-2.  
VÍTEČEK, Antonín a Miluše VÍTEČKOVÁ, 2013. Zpětnovazební řízení mechatronických systémů [online]. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava [cit. 2018-01-04]. ISBN 978-80-248-3232-6. Dostupné z: <http://books.fs.vsb.cz/ZRMS/zpetnovazebni-řízení-mechatronických-systému.pdf>


Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **doc. Ing. Renata Wagnerová, Ph.D.**

Datum zadání: 21.12.2018  
Datum odevzdání: 20.05.2019

  
doc. Ing. Renata Wagnerová, Ph.D.  
vedoucí katedry



  
prof. Ing. Ivo Hlavatý, Ph.D.  
děkan fakulty

Místopřísežné prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem celou bakalářskou práci včetně příloh vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a uvedl jsem všechny použité podklady a literaturu.

V Ostravě dne 20. května 2019

.....  
Podpis student

Prohlašuji, že:

- jsem si vědom, že na tuto moji závěrečnou bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. Zákon o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (dále jen Autorský zákon), zejména § 35 (Užití díla v rámci občanských či náboženských obřadů nebo v rámci úředních akcí pořádaných orgány veřejné správy, v rámci školních představení a užití díla školního) a § 60 (Školní dílo),
- beru na vědomí, že Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava (dále jen „VŠB-TUO“) má právo užít tuto závěrečnou bakalářskou práci nekomerčně ke své vnitřní potřebě (§ 35 odst. 3 Autorského zákona),
- bude-li požadováno, jeden výtisk této bakalářské práce bude uložen u vedoucího práce,
- s VŠB-TUO, v případě zájmu z její strany, uzavřu licenční smlouvu s oprávněním užít dílo v rozsahu § 12 odst. 4 Autorského zákona,
- užít toto své dílo, nebo poskytnout licenci k jejímu využití, mohu jen se souhlasem VŠB-TUO, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly VŠB-TUO na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše),
- beru na vědomí, že – podle zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů – že tato bakalářská práce bude před obhajobou zveřejněna na pracovišti vedoucího práce, a v elektronické podobě uložena a po obhajobě zveřejněna v Ústřední knihovně VŠB-TUO, a to bez ohledu na výsledek její obhajoby.

V Ostravě dne 20. května 2019

.....  
Podpis autora práce

Jméno a příjmení autora práce: Pavel Čelovský

Adresa trvalého pobytu autora práce: Horní Domaslavice 18, 739 51 Dobrá

## ANOTACE BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

ČELOVSKÝ, P. *Návrh regulátorů pro integrační soustavy: bakalářská práce.* Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, Fakulta strojní, Katedra automatizační techniky a řízení, 2019, 54 s., Vedoucí práce: WAGNEROVÁ, R.

Bakalářská práce pojednává o syntéze konvenčních regulátorů a regulátorů se dvěma stupni volnosti pro integrační soustavy. V projektu jsou popsány vybrané metody syntézy, pomocí kterých jsou navrženy stavitelné parametry regulátorů. Dále pro regulátory 2DOF jsou popsány postupy výpočtu specifických parametrů pro tyto typy regulátorů. Pro zadané soustavy je řešena robustnost regulátoru na změnu koeficientu soustavy. Správnost návrhu je ověřena pomocí číslicové simulace.

## Klíčová slova

syntéza, metody syntézy, regulátor, integrační soustavy, 2DOF, vstupní filtr, robustnost systému

## ANNOTATION OF BACHELOR THESIS

ČELOVSKÝ, P. *Controller Desing for Integral Plant: Bachelor Thesis.* Ostrava: VŠB – Technical University of Ostrava, Faculty of Mechanical Engineering, Department of Control Systems and Instrumentation, 2019, 54 s., Thesis head: WAGNEROVÁ, R.

The bachelor thesis deals with desing of conventional controllers and controllers with two degrees of freedom for solving integration systems. The project describes selected methods of synthesis, by means of which adjustable parameters of controllers are designed. In addition, procedures for calculating specific parameters for these types of controllers are described for 2DOF controllers. The robustness of the controller is designed to change the coefficient of the system for specified systems. The design accuracy is verified by digital simulation.

## Keywords

synthesis, synthesis methods, controller, integration systems, 2DOF, input filter, system robustness

# Obsah

Seznam použitých zkratk a symbolů .....	8
Úvod .....	11
1 Metody syntézy pro integrační soustavy .....	12
1.1 Metoda násobného dominantního pólu .....	13
1.1.1 Regulované soustavy se setrvačností vyššího řádu bez dopravního zpoždění ...	13
1.1.2 Regulované soustavy se setrvačností 1. řádu s dopravním zpožděním .....	14
1.1.3 Integrační regulované soustavy s dopravním zpožděním .....	15
1.2 Metoda optimálního modulu .....	15
1.3 Metoda symetrického optima .....	16
1.4 Metoda požadovaného modelu .....	17
1.5 Metoda SIMC .....	18
1.6 „Univerzální“ experimentální metoda .....	19
2 Struktura a vlastnosti 2DOF regulátorů .....	20
3 Návrh konvenčních regulátorů .....	25
3.1 Ideální integrační soustava s dopravním zpožděním .....	25
3.1.1 Návrh regulátoru vybranými metodami .....	25
3.1.2 Simulační ověření navržených regulátorů .....	27
3.2 Integrační soustava se setrvačností prvního řádu bez dopravního zpoždění .....	29
3.2.1 Návrh regulátorů vybranými metodami .....	29
3.2.2 Simulační ověření navržených regulátorů .....	30
4 Návrh regulátorů 2DOF .....	32
4.1 Ideální integrační soustava s dopravním zpožděním .....	32
4.2 Integrační soustava se setrvačností prvního řádu bez dopravního zpoždění .....	35
4.3 Ideální hodnota parametru $b$ .....	36
4.3.1 Výpočet parametru $b$ pro ideální integrační soustavu s dopravním zpožděním	37
4.3.2 Výpočet ideálního parametru $b$ pro Integrační soustava se setrvačností prvního řádu bez dopravního zpoždění .....	40
5 Porovnání regulátoru PI, PID, PI 2DOF a PID 2DOF pro metodu MNDP .....	42

6	Robustnost regulace .....	44
	Závěr .....	48
	Literatura .....	50
	Příloha 1. ....	53

## Seznam použitých zkratk a symbolů

### Zkratky:

1DOF – regulátor s jedním stupněm volnosti (1 Degree of Freedom)

2DOF – regulátor se dvěma stupni volnosti (2 Degrees of Freedom)

D – derivační člen

I – integrační regulátor, integrační člen

ISA – sběrnice, Industry Standard Architecture

MNDP – Metoda násobného dominantního pólu

MOM – Metoda optimálního modulu

MPO – Metoda požadovaného modelu

MSO – Metoda symetrického optima

P – proporcionální regulátor, proporcionální člen

PD – proporcionálně derivační regulátor

PI – proporcionálně integrační regulátor

PID – proporcionálně integračně derivační regulátor

PID<sub>i</sub> – proporcionálně integračně derivační regulátor s interakcí

SIMC – SIMple Control, Skogestad IMC

### Symbole:

$A_{wy}(\omega)$  – modul kmitočtového přenosu řízení

$a$  – hodnota zesílení otevřeného regulačního obvodu

$b$  – koeficient vstupního filtru u proporcionálního členu

$c$  – koeficient vstupního filtru u derivačního členu

$e_w(\infty)$  – trvalá regulační odchylka způsobená žádanou veličinou

$E(s)$  – regulační odchylka

$G_F(s)$  – přenos vstupního filtru

$G_o(s)$  – přenos otevřeného regulačního obvodu

$G_p(s)$  – přenos poruchové veličiny

$G_R(s)$  – přenos regulátoru

$G_s(s)$  – přenos regulované soustavy

$G_{wy}(j\omega)$  – kmitočtový přenos řízení

$G_{wy}(s)$  – přenos řízení



$i$  – činitel interakce, stupeň setrvačnosti ( $i = 0, 1, 2, \dots$ )

$k_1$  – koeficient zesílení

$k_d$  – derivační konstanta

$k_p$  – proporcionální konstanta

$k_p^*$  – optimální zesílení regulátoru

$N(s)$  – charakteristický mnohočlen

$q$  – stupeň astatismu

$s$  – komplexní proměnná, nezávisle proměnná u obrazu v Laplaceově transformaci

$s_1$  – reálný pól charakteristického mnohočlenu

$s_2^*$  – optimální dvojnásobný kořen mnohočlenu s komplexní proměnnou  $s$

$s_3^*$  – optimální trojnásobný kořen mnohočlenu s komplexní proměnnou  $s$

$t_m$  – doba dosažení maximálního překmitu

$t_o$  – rychlost odezvy

$t_r$  – doba regulace

$T$  – vzorkovací perioda

$T_d$  – dopravní zpoždění u spojitých systémů

$T_D$  – časová konstanta derivačního členu

$T_D^*$  – optimální derivační časová konstanta

$T_f$  – vstupní časová konstanta filtru

$T_i$  – setrvačná časová konstanta

$T_I$  – integrační časová konstanta

$T_I^*$  – optimální integrační časová konstanta

$T_w$  – časová konstanta regulačního obvodu

$U(s)$  – akční veličina

$V(s)$  – poruchová veličina

$W(s)$  – žádaná veličina, řídicí veličina

$y_m$  – hodnota maximálního překmitu

$Y(s)$  – regulovaná veličina

$\alpha$  – koeficient u Metody požadovaného modelu

$\beta$  – koeficient u Metody požadovaného modelu

$\delta$  – relativní tolerance regulace

$\Delta$  – tolerance regulace

$\kappa$  – relativní překmit

## Úvod

Bakalářská práce je situovaná do oblasti seřízení integračních soustav a jejich řešení při návrhu doporučeného typu regulátoru podle metod vhodných pro syntézu integračních soustav.

V dnešní době se setkáváme s různými možnostmi seřízení regulátorů, do výroby se dostávají úlohy, které nelze řešit konvenčními regulátory s jedním stupněm volnosti (IDOF). Proto je nutno využít jiného řešení, a to regulátory se dvěma stupni volnosti (2DOF), které nám pomáhají řešit úkony, které konvenční regulátory nemohou.

2DOF regulátory jsou specifické svojí strukturou a vlastnostmi. Především strukturou a vlastností vstupního filtru. Takový to vstupní filtr je zapotřebí nastavit na správné hodnoty, aby plnil požadovaný účinek.

Při práci s regulátory nemusíme znát přesné hodnoty koeficientů soustavy, z důvodu nelinearity systému. Proto je potřeba zkoumat robustnost systému pomocí ukazatelů kvality. Kdy regulátor bude ideálně nastaven a bude zapotřebí zjistit pro jaké hodnoty soustavy lze takovéto nastavení regulátoru využít.

Modelování bude probíhat v prostředí Simulink programu MATLAB.

# 1 Metody syntézy pro integrační soustavy

Syntéza regulačních obvodů je nejdůležitější proces návrhu struktury regulačního obvodu, tj. návrh regulátoru a jeho specifických parametrů tak, aby kladené požadavky na regulovanou soustavu byly splněny. Do syntézy regulačního obvodu zahrnujeme pouze teoretický návrh regulátoru nikoli jeho následnou technickou realizaci. Při návrhu vycházíme z provozních podmínek, ve kterých bude regulátor uveden (např. prostředí provozu, režim provozu, hmotnost a rozměry zařízení apod.).

Při návrhu regulačního obvodu potřebujeme znát [1]:

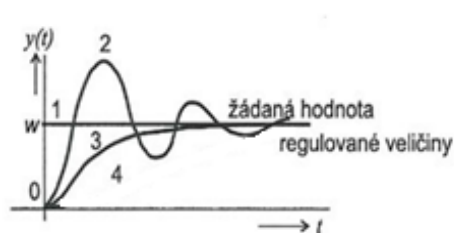
1. dynamické vlastnosti regulované soustavy (diferenciální rovnici, přenos, přechodovou charakteristiku, impulsní charakteristiku, kmitočtovou charakteristiku)
2. předpokládaný průběh řídicí veličiny
3. předpokládané průběhy poruchových veličin a umístění jejich vstupů do soustavy
4. omezení akčních veličin (tzn. výstupní veličina nemůže nabývat libovolně velké hodnoty)
5. požadavky na kvalitu regulace

Kvalitu regulace posuzujeme podle rychlosti přechodového děje a přesnosti regulace. V ustáleném stavu po odeznění přechodových dějů jsme schopni zjistit přesnost regulace. Přesnost převážně stanovujeme v absolutní hodnotě nebo jako hodnotu relativní odchylky v procentech, vztahenou k žádané veličině. Dynamické vlastnosti soustavy posuzujeme podle přechodové charakteristiky.

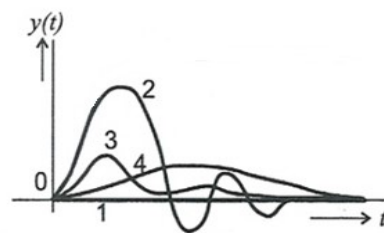
Po vytvoření změny žádané veličiny  $W(s)$  je na vstup přivedena skoková změna. Podle odezvy signálu na tuto jednotkovou skokovou změnu pro řídicí veličinu (viz obrázek 1) a pro působení poruchy (viz obrázek 2) rozlišujeme průběh regulační odezvy na [2]:

- ideální (1)
- kmitavou s překmitem (2)
- kmitavou bez překmitu (3)

- nekmitavou (aperiodickou) (4)



Obrázek 1 - Odezva na skok řídicí veličiny [2]



Obrázek 2 - Odezva na skok poruchové veličiny [2]

Při vzniku tzv. trvalá regulační odchylka, která je většinou nežádoucím jevem, je potřeba zvolit regulátor tak, aby stupeň astatismu  $q$  regulačního obvodu nabýval alespoň hodnoty 1. Vyšší stupeň astatismu sice zaručuje trvalou regulační odchylku nulovou, ale současně zvyšuje náchylnost regulačního obvodu k nestabilitě a jeho seřízení se znesnadňuje.

## 1.1 Metoda násobného dominantního pólu

Metoda násobného dominantního pólu (MNDP) je jednoduchá metoda, která se řadí mezi metody analytické. Tato metoda umožňuje seřízení konvenčních regulátorů tak, aby byl jeden ze stabilních dominantních pólů s maximální násobností. Předpokládáme, že zbývající póly či případně nulové hodnoty, jsou nedominantní a jejich vliv na výslednou dynamiku obvodu lze zanedbat. Metoda nám zaručuje nulový překmit. [3]

### 1.1.1 Regulované soustavy se setrvačností vyššího řádu bez dopravního zpoždění

Předpokládáme, že u přenosu regulované soustavy, u které je setrvačnost vyššího řádu, využití regulátorů bez integrační složky. Předpokládaný přenos soustavy pro tuto metodu popisujeme přenosem

$$G_s(s) = \frac{k_1}{s(T_i s + 1)^i}, \quad (1.1)$$

kde je  $G_s(s)$  - přenos regulované soustavy,  $k_1$  - koeficient zesílení,  $s$  - komplexní proměnná,  $T_i$  - setrvačná časová konstanta,  $i$  - řád (stupeň) setrvačnosti. [3]

Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru pro regulované soustavy se setrvačností vyššího řádu nalezneme v tabulce 1, kde je  $k_p^*$  - optimální zesílení regulátoru,  $T_I^*$  - optimální integrační časová konstanta a  $T_D^*$  - optimální derivační časová konstanta.

Tabulka 1 – Hodnoty stavitelných parametrů pro regulované soustavy se setrvačností vyššího řádu [3]

Regulovaná soustava	Regulátor				
	Typ	$k_p^*$	$T_I^*$	$T_D^*$	Poznámka
$\frac{k_1}{s(T_i s + 1)^i}$	P	$\frac{1}{k_1 T_i (i + 1)} \left( \frac{i}{i + 1} \right)^i$	-	-	$i \geq 1$
	PD	$\frac{4i}{k_1 T_i (i + 1)^2} \left( \frac{i - 1}{i + 1} \right)^{i-1}$	-	$\frac{T_i (i + 1)^2}{4i}$	$i \geq 2$

## 1.1.2 Regulované soustavy se setrvačností 1. řádu s dopravním zpožděním

Integrační soustavy se setrvačností 1. řádu s dopravním zpožděním popisujeme vztahem

$$G_s(s) = \frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}, \quad (1.2)$$

kde je  $T_d$  dopravní zpoždění u spojitých systémů,

a tehdy se předpokládá, že bude použit regulátor bez integrační složky, viz tabulka 2. [3]

Tato metoda má velmi dobré výsledky i při nepřesné aproximaci přenosů soustavy.

Tabulka 2 - Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru pro proporcionální soustavy se setrvačností 1. řádu s dopravním zpožděním [3]

Regulátor		Regulovaná soustava $\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$
P	$s_2^*$	$-\frac{1}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{1}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}}$
	$k_p^*$	$-\frac{1}{k_1} (T_1 s_2^* + 1) s_2^* e^{T_d s_2^*}$
PD	$s_3^*$	$-\frac{2}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}}$
	$k_p^*$	$\frac{1}{k_1} (T_d T_1 s_3^{*2} + T_1 + T_d) s_3^{*2} e^{T_d s_3^*}$
	$T_D^*$	$-\frac{T_d T_1 s_3^{*2} + (2T_1 + T_d) s_3^* + 1}{(T_d T_1 s_3^* + T_1 + T_d) s_3^{*2}}$

V tabulce je  $s_2^*$  - optimální dvojnásobný kořen mnohočlenu s komplexní proměnnou  $s$  a  $s_3^*$  - optimální trojnásobný kořen mnohočlenu s komplexní proměnnou  $s$ .

### 1.1.3 Integrační regulované soustavy s dopravním zpožděním

V případě použití ideální integrační soustavy bylo možno využít regulátor s integrační složkou, viz tabulka 3. V tomto případě v regulačním obvodu po působení skokové poruchy zůstane trvalá regulační odchylka. Nelze však použít samotný regulátor typu I kvůli vzniku strukturální nestability. Přenos ideální integrační regulované soustavy je zapsán tvarem [3]:

$$G_s(s) = \frac{k_1}{s} e^{-T_d s} \quad (1.3)$$

Tabulka 3 - Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru pro integrační regulované soustavy [3]

Regulátor		Regulovaná soustava $\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$
PI	$k_p^*$	$\frac{2(\sqrt{2}-1)}{k_1 T_d} e^{\sqrt{2}-2} = 0,461 \frac{1}{k_1 T_d}$
	$T_I^*$	$(3 + 2\sqrt{2})T_d = 5,828T_d$
PID	$k_p^*$	$\frac{6(2\sqrt{3}-3)}{k_1 T_d} e^{\sqrt{3}-3} = 0,784 \frac{1}{k_1 T_d}$
	$T_I^*$	$(2 + \sqrt{3})T_d = 3,732T_d$
	$T_D^*$	$\frac{3 + \sqrt{3}}{18} T_d = 0,263T_d$

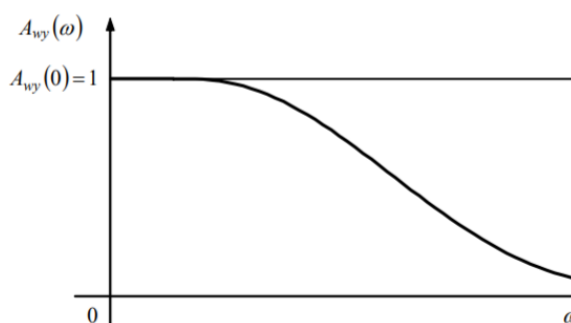
## 1.2 Metoda optimálního modulu

Metoda optimálního modulu (MOM) nebo také Kritérium optimálního modulu je jedna z analytických metod seřízení regulátorů. Jeho odvození vychází z požadavku na modul kmitočtového přenosu řízení

$$G_{wy}(s) \rightarrow 1 \Rightarrow G_{wy}(j\omega) \rightarrow 1 \Rightarrow A_{wy}(\omega) \rightarrow 1, \quad (1.4)$$

kde  $G_{wy}(s)$  přenos řízení,  $G_{wy}(j\omega)$  kmitočtový přenos řízení,  $A_{wy}(\omega)$  modul kmitočtového přenosu řízení. [3]

Požadovaný průběh modulu kmitočtového přenosu řízení se v co největším rozsahu frekvencí blíží hodnotě 1 a předpokládá se, že by měl být jednotvárnou klesající funkcí. [3]



Obrázek 3 - Požadovaný průběh modulu kmitočtového přenosu řízení [3]

Tato metoda nám umožňuje i seřízení číslicových regulátorů, a to pomocí hodnotu vzorkovací periody  $T$ . Vzorkovací perioda u analogového regulátoru nabývá hodnoty  $T=0$  a v případě číslicových regulátorů pak  $T>0$ . Tato metoda zaručuje překmit 4,3 %.

V tabulce 4 můžeme vidět seřízení pro dvě integrační soustavy.

Tabulka 4 - Hodnoty stavitelných parametrů regulátorů pro metodu optimálního modulu [3]

Regulovaná soustava	Regulátor			
	Typ	$k_p^*$	$T_I^*$	$T_D^*$
$\frac{k_1}{s(T_1s + 1)}$	P	$\frac{1}{2k_1T_1}$	-	-
$\frac{k_1}{s(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$ $T_1 \geq T_2$	PD	$\frac{1}{2k_1(T_2 + 0,5T)}$	-	$T_1 - 0,5T$

### 1.3 Metoda symetrického optima

Metoda symetrického optima (MSO) se využívá v případě, jestliže řešíme seřízení regulačního obvodu se stupněm astatismu  $q \geq 2$ , a obzvláště v případě kdy řešíme výskyt a působení poruchy před regulovanou soustavou. Metoda kvůli stabilní nule v přenosu řízení zaručuje překmit 43 %, proto tato metoda využívá vstupní filtr, pomocí kterého sníží překmit na 8 %. [3]

Tabulka 5 - Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru PI pro metodu symetrického optima [3]

Regulovaná soustava	Regulátor PI		
	$k_p^*$	$T_I^*$	Filtr
$\frac{k_1}{s(T_1s + 1)}$	$\frac{4}{k_1(8T_1 + 3T)}$	$4T_1 - 0,5T$	$\frac{1}{4T_1s + 1}$



Využití této metody podobně jako u metody optimálního modulu je převážně u elektrických pohonů.

## 1.4 Metoda požadovaného modelu

Metoda požadovaného modelu (MPM, dříve také nazývána jako Metoda inverze dynamiky) je analyticko-experimentální metoda seřízení konvenčních regulátorů. Tato metoda obecně vychází z požadovaného modelu uzavřeného regulačního obvodu, který má požadovaný přenos řízení ve tvaru

$$G_{wy}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{a}{s+ae^{-T_d s}} e^{-T_d s}, \quad (1.5)$$

kde je  $W(s)$  - žádaná veličina,  $Y(s)$  - regulovaná veličina a  $a$  - hodnota zesílení. [3]

Tabulka 6 – Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru pro metodu požadovaného modelu [3]

Regulovaná soustava	Regulátor			
	Typ	$k_p^*$	$T_I^*$	$T_D^*$
$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$	P	$\frac{1}{(\alpha T + \beta T_d) k_1}$	-	-
$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{1}{(\alpha T + \beta T_d) k_1}$	-	$T_1 - \frac{T}{2}$

Metoda nám umožňuje libovolně si zvolit překmit od 0 % do 50 % s krokem po 5 % a to ideálním zvolením koeficientů  $\alpha$  a  $\beta$ . Viz tabulka 7, kde jsou  $\alpha$  a  $\beta$  koeficienty a  $\kappa$  je relativní překmit.

Tabulka 7 - Koeficienty  $\alpha$  a  $\beta$  v závislosti na relativním překmitu  $\kappa$  [3]

$\kappa$	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
$\alpha$	1,282	0,984	0,884	0,832	0,763	0,697	0,669	0,640	0,618	0,599	0,577
$\beta$	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

## 1.5 Metoda SIMC

Jejím autorem je Sigurd Skogestad. Metoda vychází z regulace s interním modelem. Metoda nám zaručuje 5 % relativní překmit. Za předpokladu, že přenos řízení otevřeného regulačního obvodu má tvar

$$G_{wy}(s) = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-T_d s}, \quad (1.6)$$

kde je  $T_w$  časová konstanta regulačního obvodu,

pak pro návrh regulátoru lze uvažovat vztah pro přímou syntézu

$$G_R(s) = \frac{1}{G_S(s)} \frac{G_{wy}(s)}{1 - G_{wy}(s)}, \quad (1.7)$$

kde je  $G_R(s)$  přenos regulátoru. [3]

Pro naše soustavy jsme byli schopni využít syntézu regulátorů s integrační složkou viz tabulka 8 kde je PID<sub>i</sub> proporcionálně integračně derivační regulátor s interakcí.

Tabulka 8 - Hodnoty stavitelných parametrů metodou SIMC [3]

Regulovaná soustava	Regulátor			
	Typ	$k_p^*$	$T_I^*$	$T_D^*$
$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{1}{2k_1 T_d}$	$8T_d$	-
$\frac{k_1}{s(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$	PID <sub>i</sub>	$\frac{1}{2k_1 T_d}$	$8T_d$	$T_2$
	PID	$\frac{T_2 + 8T_d}{16k_1 T_d^2}$	$T_2 + 8T_d$	$\frac{8T_2 T_d}{T_2 + 8T_d}$
$\frac{k_1}{s^2} e^{-T_d s}$	PID <sub>i</sub>	$\frac{1}{16k_1 T_d^2}$	$8T_d$	$8T_d$
	PID	$\frac{1}{8k_1 T_d^2}$	$16T_d$	$4T_d$

## 1.6 „Univerzální“ experimentální metoda

Tato metoda umožňuje seřízení konvenčních regulátorů, kde na vstupu regulované soustavy působí jak žádaná veličina  $W(s)$  tak i poruchová veličina  $V(s)$ . Přenos integrační regulované soustavy je zapsán tvarem (1.3). Kritérium kvality regulace můžeme mít regulační pochod s [3]:

1. nejrychlejší odezvou bez překmitu,
2. nejrychlejší odezvu s relativním překmitem  $\kappa = 20 \%$ ,
3. minimální kvadratickou regulační plochou.

V tabulce 9 můžeme vidět seřízení ideální integrační soustavy s dopravním zpožděním pro všechny regulační pochody.

Tabulka 9 - Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru pro Univerzální experimentální metodu [3]

$\frac{k_1}{s}e^{-T_{ds}}$		Regulační pochod				
		Nejrychlejší odezva bez překmitu	Nejrychlejší odezva s překmitem 20 %		Minimální kvadratická regulační plocha	
Regulátor  typ		Seřízení z hlediska				
		$W(s)$	$V(s)$	$W(s)$	$V(s)$	$V(s)$
P	$k_p^*$	$0,37\frac{1}{k_1T_d}$	$0,37\frac{1}{k_1T_d}$	$0,7\frac{1}{k_1T_d}$	$0,7\frac{1}{k_1T_d}$	-
PI	$k_p^*$	$0,37\frac{1}{k_1T_d}$	$0,46\frac{1}{k_1T_d}$	$0,7\frac{1}{k_1T_d}$	$0,7\frac{1}{k_1T_d}$	$\frac{1}{k_1T_d}$
	$T_I^*$	$\infty$	$5,75T_d$	$\infty$	$3T_d$	$4,3T_d$
PID	$k_p^*$	$0,65\frac{1}{k_1T_d}$	$0,65\frac{1}{k_1T_d}$	$1,1\frac{1}{k_1T_d}$	$1,1\frac{1}{k_1T_d}$	$1,36\frac{1}{k_1T_d}$
	$T_I^*$	$\infty$	$5T_d$	$\infty$	$2T_d$	$1,6T_d$
	$T_D^*$	$0,4T_d$	$0,23T_d$	$0,53T_d$	$0,37T_d$	$0,5T_d$

## 2 Struktura a vlastnosti 2DOF regulátorů

Regulátor popisujeme jako zařízení, které umožňuje ovlivnit chování regulované soustavy tak, aby dosáhl a udržel hodnotu regulované veličiny v žádaném stavu.

Stupeň volnosti řídicího systému je dán jako počet funkcí přenosu uzavřené smyčky, kterou lze nastavit nezávisle na vstupním signálu. Konstrukce řídicích systémů je více objektivní problém, a tudíž řídicí systém se dvěma stupni volnosti (zkráceně jako řídicí systém 2DOF- 2 Degrees of Freedom) může přirozeně dosáhnout vyššího výkonu než systém s jedním stupněm volnosti (1DOF).

Stejně jako ve většině stávajících aplikací řízení průmyslových procesů, je požadovaná hodnota řízené proměnné v konstantním stavu, ale tu je třeba změnit na požadovanou hodnotu. Zajímáme se především o implementaci algoritmů PID či PI řízení ve dvou stupních volnosti.

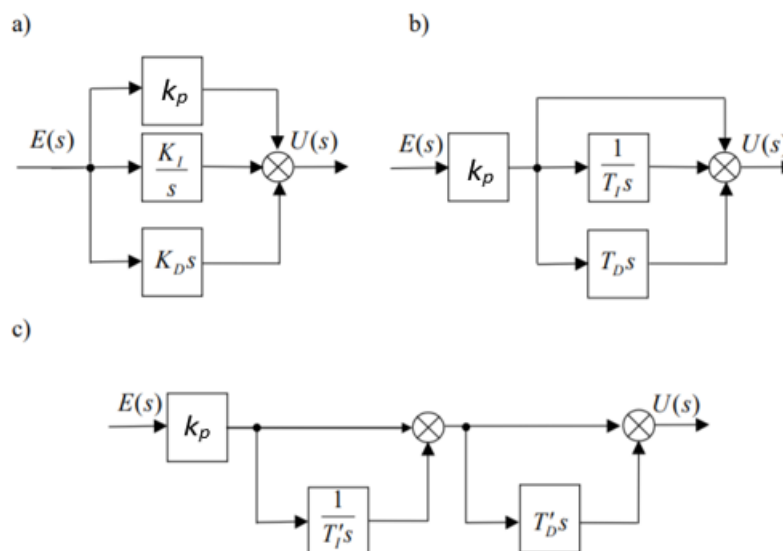
Dodatečný parametr, který poskytuje algoritmus řízení 2DOF, se používá pro zlepšení chování servomechanismů, při zohlednění regulační výkonnosti a robustnosti řídicího systému. Tato vlastnost regulátorů se dvěma stupni volnosti může být začleněna do algoritmu řízení PI nebo PID.

Obecný tvar přenosu regulátoru  $G_R(s)$  pro regulátor PID lze zapsat vzorcem

$$G_R(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = k_p + \frac{k_p}{T_I s} + k_p T_D s, \quad (2.1)$$

kde je  $k_p$  je proporcionální konstanta,  $T_I$  integrační časová konstanta,  $T_D$  derivační časová konstanta.

Obecný tvar přenosu PID regulátoru, popsán v rovnici (2.1), jeho jednotlivé složky vytvářejí jednodušší regulátory. Tyto členy je možno řadit paralelně, standardně (bez interakce) či sériově (s interakcí) viz obrázek 4, avšak nejčastěji se setkáváme se standartním zapojením bez interakce.



Obrázek 4 - Regulátor PID v blokovém schématu: a) paralelní zapojení, b) standardní (bez interakce), c) sériové (s interakcí). [4]

V praxi se převážně používají jednodušší typy regulátorů. Jmenovitě typu P (proporcionálního), typu I (integračního), typu PI (proporcionálně integračního), typu PD (proporcionálně derivačního). Tyto konvenční regulátory lze popsat přenosy regulátorů uvedenými v tabulce 10. [3]

Tabulka 10 - Přenosy u různých typů regulátorů [3]

	Typ	Přenos $G_R(s)$
1	P	$k_p$
2	I	$\frac{1}{T_I s}$
3	PI	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right)$
4	PD	$k_p (1 + T_D s)$
5	PID	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)$

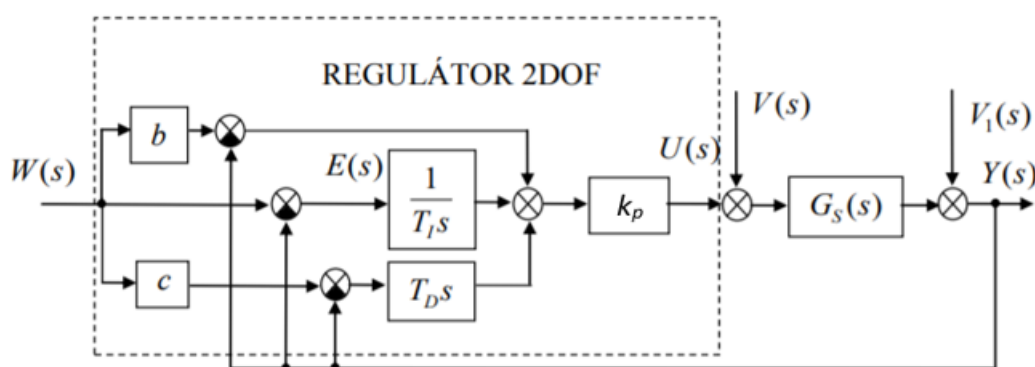
Zvlášť u příkladů regulované soustavy, kde působí na přenos regulačního obvodu poruchová veličina  $G_p(s)$ , která obsahuje integrační aktivitu, pak konvenční seřízení nelze použít. V tomto případě se využívají regulátory se dvěma stupni volnosti neboli 2DOF.

V obrazu lze popsat rovnice regulované veličiny regulátoru PID se dvěma stupni volnosti v tzv. ISA tvaru vztahem [4]

$$U(s) = k_p \left\{ bW(s) - Y(s) + \frac{1}{T_I s} E(s) + T_D s [cW(s) - Y(s)] \right\}, \quad (2.2)$$

kde je  $U(s)$  - akční veličina,  $b$  - hodnota požadované veličiny u proporcionálního členu,  $E(s)$  - regulační odchylka,  $c$  - hodnota požadované veličiny u derivačního členu.

Hodnota  $b$  vstupního filtru u proporcionálního členu a  $c$  jako hodnota vstupního filtru u derivačního členu se může nabývat hodnot v rozmezí intervalu  $\langle 0,1 \rangle$ .



Obrázek 5 - Blokové schéma standardního 2DOF regulátoru [4]

Pokud bude platit, že  $b = c = 1$  pak lze rovnici napsat jako standardní typ regulátoru PID neboli regulátorem s jedním stupněm volnosti (viz. tabulka 10). Pak bude její přenos určen vztahem (2.1).

Avšak budou-li tyto žádané veličiny rozdílné a bude platit pro  $b = 1$  a u časové konstanty derivačního členu  $T_D = 0$ , hovoříme zde o regulátoru PI. Přenos uveden v tabulce 10.

Regulační obvod, který se skládá z regulátoru s dvěma stupni volnosti 2DOF, může být přetvořen na obvod skládající se z přenosu standardního regulátoru  $G_R(s)$  a přenos vstupního filtru  $G_F(s)$ .

ISA vztah zle tedy nadále upravovat [4]:

$$U(s) = k_p \left( b + \frac{1}{T_I s} + cT_D s \right) W(s) - k_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) Y(s) \quad (2.3)$$

Respektive [4]:

$$U(s) = G_F(s)G_R(s)W(s) - G_R(s)Y(s) \quad (2.4)$$

kde je  $G_F(s)$  přenos regulátoru s požadovanými hodnotami  $b$  a  $c$ .

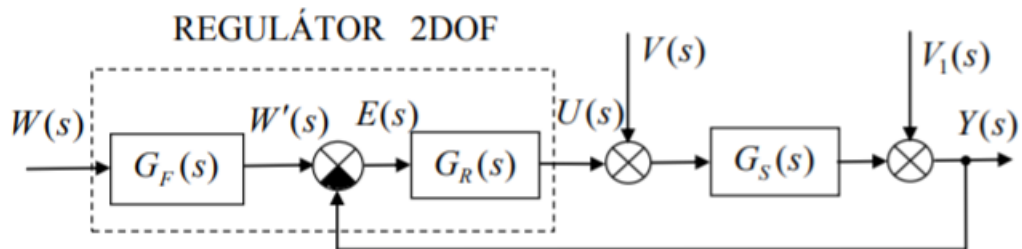
V případě, že regulátor je upraven do tvaru 2DOF PID, tak přenos vstupního filtru popisujeme vztahem

$$G_F(s) = \frac{cT_I T_D s^2 + bT_I s + 1}{T_I T_D s^2 + T_I s + 1} \quad (2.5)$$

Pokud se jedná o regulátor 2DOF PI, je následný vzorec upraven do vztahu, který již neobsahuje derivační konstantu a je tedy popsán vztahem:

$$G_F(s) = \frac{bT_I s + 1}{T_I s + 1} \quad (2.6)$$

Po použití vstupního filtru, dochází k výraznému tlumení odezvy signálu. Takto vytvořený obvod realizujeme dle obrázku 6.



Obrázek 6 - Regulační obvod s regulátorem 2DOF [5]

Tedy pojednáváme o Ideálním 2DOF regulátoru s filtrem, kterému lze přiřadit daný obraz rovnice akční veličiny [7]

$$U(s) = k_p \left( b + \frac{1}{T_I s} \right) W(s) - k_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \left( \frac{1}{T_f s + 1} \right) Y(s) , \quad (2.7)$$

kde  $T_f$  je vstupní časová konstanta filtru regulátoru.

## 2DOF Paralelní zapojení

V případě, pokud se jedná o paralelní zapojení algoritmu regulace, bude obraz rovnice akční veličiny upraven takto [7]:

$$U(s) = k_p \left( b + \frac{1}{T_{Is}} \right) W(s) - k_p \left( 1 + \frac{1}{T_{Is}} + \frac{T_{Ds}}{c k_d s + 1} \right) Y(s) , \quad (2.8)$$

kde je  $k_d$  – derivační konstanta.

## 2DOF Sériové zapojení

V některých případech se používá sériové zapojení řídicího algoritmu, které popisujeme tvarem obrazu rovnice akční veličiny [7]:

$$U(s) = k_p \left( b + \frac{1}{T_{Is}} \right) W(s) - k_p \left( 1 + \frac{1}{T_{Is}} \right) \left( \frac{T_{Ds} + 1}{c T_{Ds} + 1} \right) Y(s) \quad (2.9)$$



### 3 Návrh konvenčních regulátorů

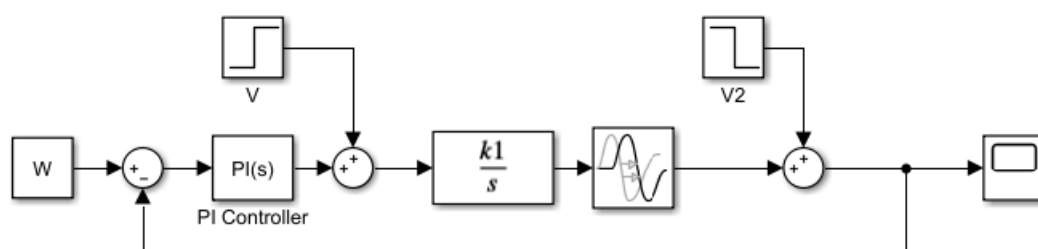
Při návrhu optimálních hodnot regulátoru bylo potřebné znát přenos regulované soustavy a pro něj zvolit vhodný typ regulátoru. Pro regulované soustavy byla poruchová veličina navedena před a za soustavu, abychom mohli pozorovat, zda dojde k její kompenzaci či nikoli.

#### 3.1 Ideální integrační soustava s dopravním zpožděním

Přenos takovéto soustavy je zapsán tvarem (1.3). Vhodné metody syntézy, které jsme mohli zvolit pro tento specifický přenos soustavy, byly Metoda násobného dominantního pólu pro integrační regulované soustavy s dopravním zpožděním, Metoda požadovaného modelu, Metoda SIMC a „Universální“ experimentální metoda.

##### 3.1.1 Návrh regulátoru vybranými metodami

Pro každou metodu bylo vytvořeno blokové schéma v programu MATLAB a nakonfigurován specifický typ regulátoru s optimálními hodnotami seřízení.



Obrázek 7 - Blokové schéma pro metody s ideálním integračním systémem

Pro simulační ověření byly zvoleny následující hodnoty, viz tabulka 11, kde je  $TsV$  čas zavedení poruchové veličiny  $V$  a  $TsV2$  čas zavedení poruchové veličiny  $V2$ .

Tabulka 11 - Hodnoty pro vytvoření simulací

$W$	$V$	$V2$	$k1$	$Td$	$\alpha$	$\beta$	$T$	$T1$	$TsV$	$TsV2$
30	0,5	-0,5	2	5	0,884	1,720	0	10	250	150

### Metoda násobného dominantního pólu

U této metody bylo možno použít dva typy regulátorů (PI, PID), v tomto případě jsme využili výpočet pro regulátor typu PI. Pro dopočítání hodnot regulátoru jsme tedy volili následující vzorce:

$$k_p^* = \frac{2(\sqrt{2}-1)}{k_1 T_d} e^{\sqrt{2}-2} = 0,461 \frac{1}{k_1 T_d} = 0,0461 \quad (3.1)$$

$$T_I^* = (3 + 2\sqrt{2})T_d = 5,828T_d = 29,14 \quad (3.2)$$

### Metoda požadovaného modelu

Tato metoda pro návrh ideálních parametrů regulátoru pro zadanou soustavu určila typ regulátoru P, pro tento typ bylo zadáno:

$$k_p^* = \frac{1}{(\alpha T + \beta T_d)k_1} = 0,05814 \quad (3.3)$$

Koeficienty  $\alpha$  a  $\beta$  volíme podle závislosti na relativním překmitu  $\kappa$ .

### Metoda SIMC

Tato metoda doporučuje k řešení zadané regulované soustavy regulátor typu PI. Jeho ideální parametry jsme nastavili tímto způsobem:

$$k_p^* = \frac{1}{2k_1 T_d} = 0,05 \quad (3.4)$$

$$T_I^* = 8T_d = 40 \quad (3.5)$$

### Universální experimentální metoda

Univerzální experimentální metoda nám umožnila použít tři typy regulátorů (P, PI, PID). Pro seřízení regulátoru jsme volili typ P, abychom jsme se vyhnuli výrazu nekonečno, který eliminuje integrační složku. Tato metoda nám také umožnila tři různé typy regulačního pochodu. V každém z nich probíhá seřízení regulátoru na žádanou veličinu  $W(s)$  nebo poruchovou veličinu  $V(s)$ .

1. Nejrychlejší odezva bez překmitu:

žádaná veličina  $W(s)$

$$k_p^* = 0,37 \frac{1}{k_1 T_d} = 0,037 \quad (3.6)$$

poruchová veličina  $V(s)$

$$k_p^* = 0,37 \frac{1}{k_1 T_d} = 0,037$$

2. Nejrychlejší odezva s překmitem:

žádaná veličina  $W(s)$

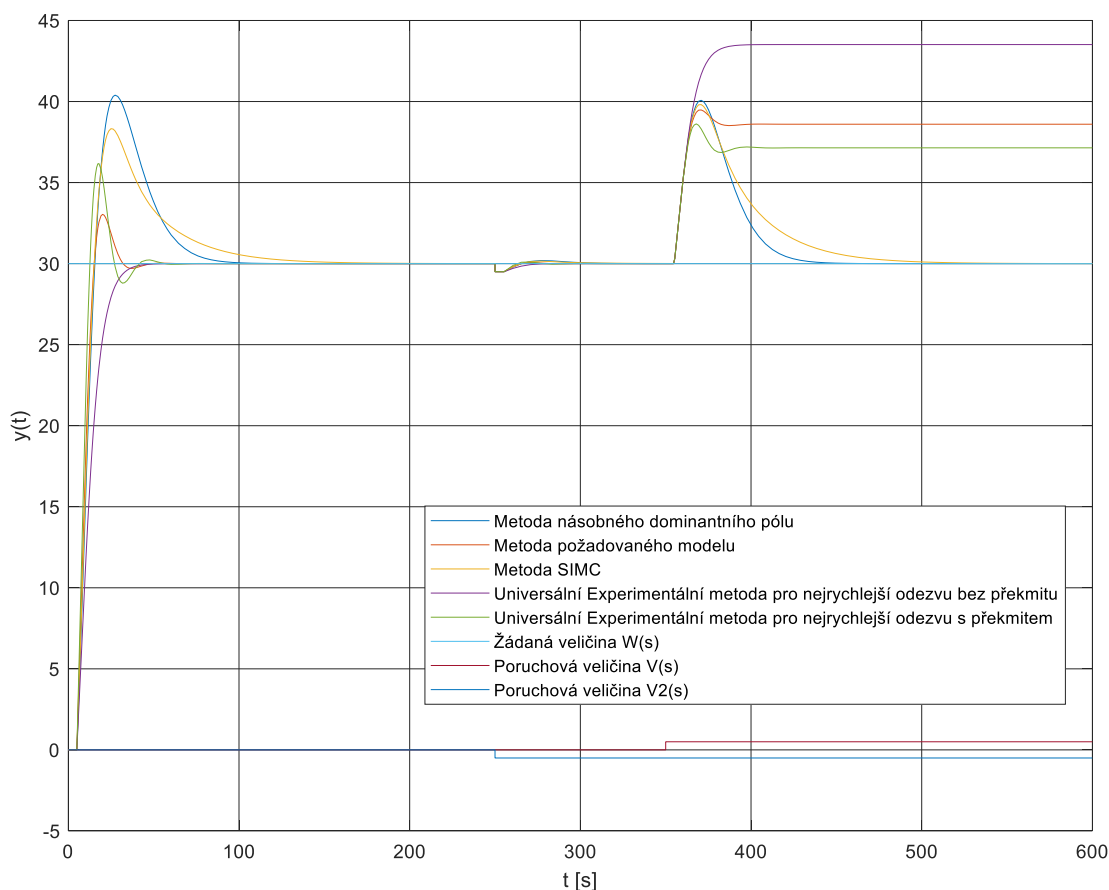
$$k_p^* = 0,7 \frac{1}{k_1 T_d} = 0,07 \quad (3.7)$$

poruchová veličina  $V(s)$

$$k_p^* = 0,7 \frac{1}{k_1 T_d} = 0,07$$

### 3.1.2 Simulační ověření navržených regulátorů

Zjišťovali jsme, jak se systém zachová po zavedení poruchových veličin, které byly navedeny do systému. První porucha byla navedena mezi regulátor a regulovanou soustavu v čase  $TsV$ , kde jsme sledovali, zda regulátor tuto poruchu eliminuje či nikoli. Druhá porucha byla do systému navedena až za regulovanou soustavu v čase  $TsV2$ , v tomto případě byla poruchová veličina zcela eliminována ve všech případech. Výsledné chování systému bylo zaznamenáno do grafu, kde byly porovnány všechny využití metody s ohledem na jejich překmit a odstranění trvalé regulační odchylky.



Obrázek 8 - Přechodové charakteristiky metod ideální integrační soustavy s dopravním zpožděním

**Metoda násobného dominantního pólu** s využitím regulátoru PI způsobila eliminování trvalé regulační odchylky, avšak její překmit  $\kappa$  byl roven přibližně 33 %. Takovýto překmit vzniká s využitím I složky, která v přenosu způsobuje stabilní nulu.

**Metoda požadovaného modelu** s využitím regulátoru typu P nebyla schopna plně eliminovat regulační odchylku, avšak její překmit  $\kappa$  má hodnotu 10 %.

**Metoda SIMC**, která využila regulátor typu PI byla schopna, stejně jako první uvedená metoda, eliminovat trvalou regulační odchylku. V tomto případě však došlo k překmitu zhruba okolo 27,7 %. Takovýto překmit vzniká s využitím I složky, která v přenosu způsobuje stabilní nulu.

**Universální „Experimentální„ metoda pro nejrychlejší odezvu bez překmitu** zaručuje průběh bez překmitu, ale s využitím regulátoru P nebyla schopna eliminovat regulační odchylku. Tato odchylka sejevila jako největší oproti ostatním metodám.

**Universální „Experimentální„ metoda pro nejrychlejší odezvu s překmitem** nebyla schopna eliminovat trvalou regulační odchylku. Její překmit  $\kappa$  činí 20 %.

Jak lze usoudit, tak trvalou regulační odchylku, dokázali eliminovat pouze metody které využili regulátory s integrační složkou I.

### 3.2 Integrační soustava se setrvačností prvního řádu bez dopravního zpoždění

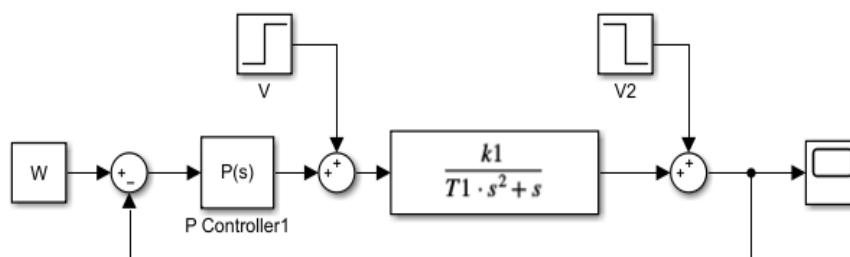
Přenos takovéto soustavy je popsán vztahem:

$$G_s(s) = \frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} \quad (3.8)$$

Pro takovýto příklad přenosu regulované soustavy jsme mohli volit Metodu násobného dominantního pólu pro regulované soustavy se setrvačností vyššího řádu bez dopravního zpoždění, Metodu optimálního modulu a Metodu symetrického optima.

#### 3.2.1 Návrh regulátorů vybranými metodami

Pro každou metodu bylo vytvořeno blokové schéma v programu MATLAB a nakonfigurován specifický typ regulátor s optimálními hodnotami.



Obrázek 9 - Blokové schéma pro metody integračního systému se setrvačností prvního řádu

#### Metoda násobného dominantního pólu

Tato metoda pro návrh ideálních parametrů pro zadanou soustavu určovala typy regulátorů P a PD. Jestliže jsme řešili soustavu se setrvačností prvního řádu neboli  $i=1$ , pak volíme regulátor typu P. Pro zjištění jeho ideálního parametru použijeme vztah:

$$k_p^* = \frac{1}{k_1 T_1 (i+1)} \left( \frac{i}{i+1} \right)^i = \frac{1}{k_1 T_1 (1+1)} \left( \frac{1}{1+1} \right)^1 = \frac{1}{4 k_1 T_1} = 0,0125 \quad (3.9)$$

### Metoda optimálního modulu

Tato metoda doporučila při řešení zadané soustavy použít regulátor typu P. Jeho nastavitelný parametr pak lze popsat vztahem:

$$k_p^* = \frac{1}{2k_1T_1} = 0,025 \quad (3.10)$$

### Metoda symetrického optima

K řešení syntézy touto metodou bylo možno využít pouze regulátor typu PI s použitím vstupního filtru pro dosažení překmitu 4,3 %. Tyto stavitelné parametry lze popsat vztahy:

$$k_p^* = \frac{4}{k_1(8T_1+3T)} = 0,025 \quad (3.11)$$

$$T_I^* = 4T_1 - 0,5T = 40 \quad (3.12)$$

Přenos vstupního filtru (viz obrázek 6) bude ve tvaru:

$$G_F(s) = \frac{1}{4T_1s+1} \quad (3.13)$$

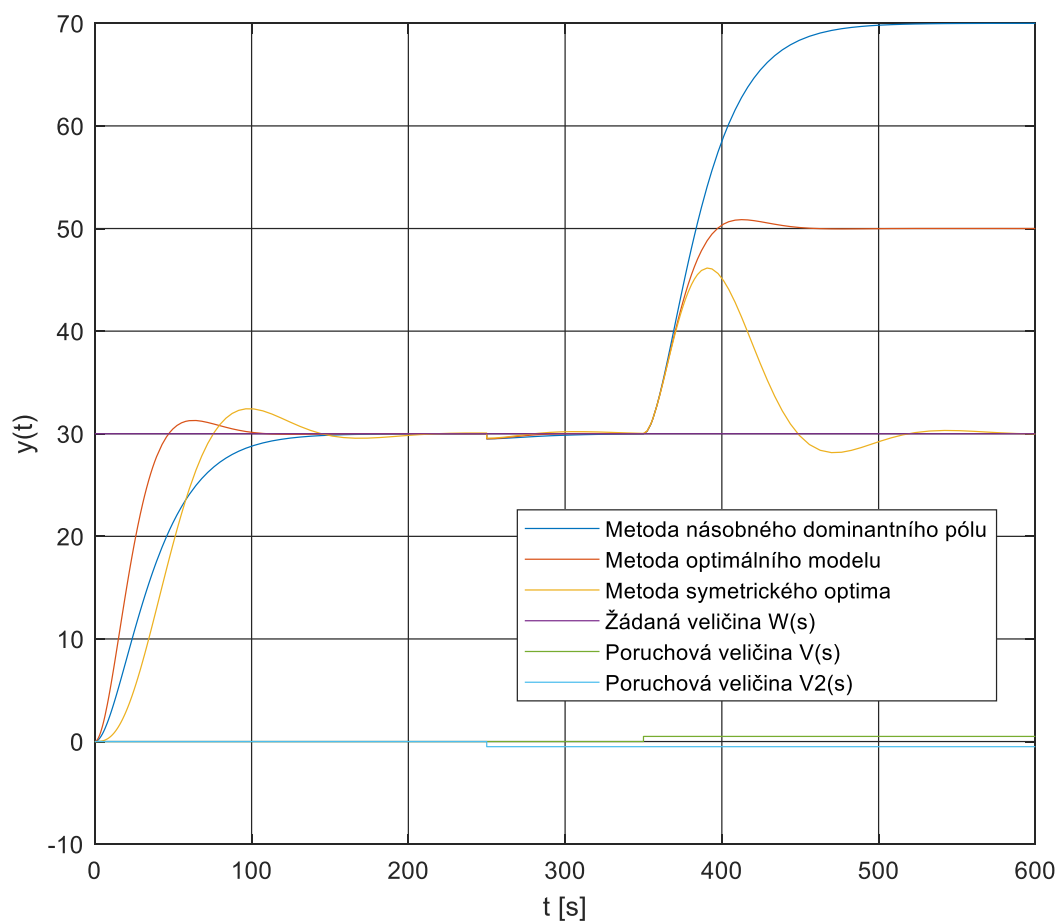
#### 3.2.2 Simulační ověření navržených regulátorů

Simulační hodnoty jsou uvedeny v tabulce 11. Zjišťovali jsme, jak se systém zachová při stejných vstupních podmínkách jako u prvního příkladu.

V tomto příkladě **metoda násobného dominantního pólu**, která využila regulátor typu P, měla relativní překmit nulový. Avšak nedokázala eliminovat zavedenou chybu a její regulační odchylka je dokonce dvojnásobná než u ostatních metod.

**Metoda optimálního modulu** využívající regulátor typu P má překmit přibližně 4 %, ale nebyla schopna zcela eliminovat trvalou regulační odchylku.

**Metoda symetrického optima** jako jediná využila regulátor typu PI s využitím vstupního filtru. Tato kombinace byla schopna eliminovat trvalou regulační odchylku. Překmit u této metody tvořil 8 %.



Obrázek 10 - Přechodové charakteristiky metod se setrvačností prvního řádu bez dopravního zpoždění

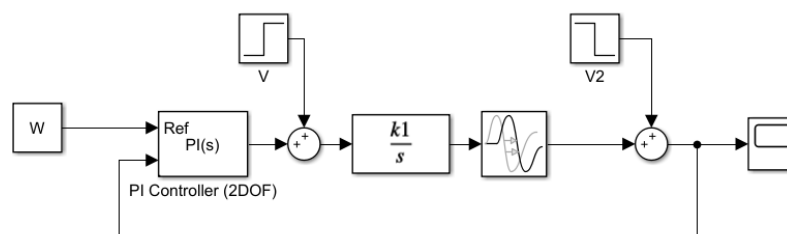
Jak je vidět u Metody symetrického optima, tak s využitím vstupního filtru dokázala eliminovat překmit a integrační složka PI regulátoru dokázala eliminovat i trvalou regulační odchylku, která vznikla vlivem poruchové veličiny.

## 4 Návrh regulátorů 2DOF

Regulátory typu 2DOF jsou regulátory, které svým působením vstupního filtru dokáží eliminovat překmit a také regulovat dynamiku přechodové charakteristiky, a to pomocí nastavení optimální hodnoty vstupního filtru pro  $b < 0,1$  a  $c < 0,1$ . Pokud hodnotu  $b$  či  $c$  nastavíme na 0, lze hovořit o plně funkčním vstupním filtru. Avšak nastavíme-li hodnotu  $b$  či  $c$  na 1 je vstupní filtr vyřazen a nemá vliv na regulovanou soustavu.

Při návrhu těchto regulátorů bylo potřeba si uvědomit, že mohou nahradit pouze regulátory typu PI, PD a PID. Tudíž nebylo možno dále pokračovat s metodami, které tyto regulátory nepodporují a využívají jiný jednodušší typ regulátoru.

Pro následnou grafickou vizualizaci byla nastavena hodnota pro  $b$  rovno 0, 1 a 0,5.



Obrázek 11 - Blokové schéma při použití regulátoru 2DOF

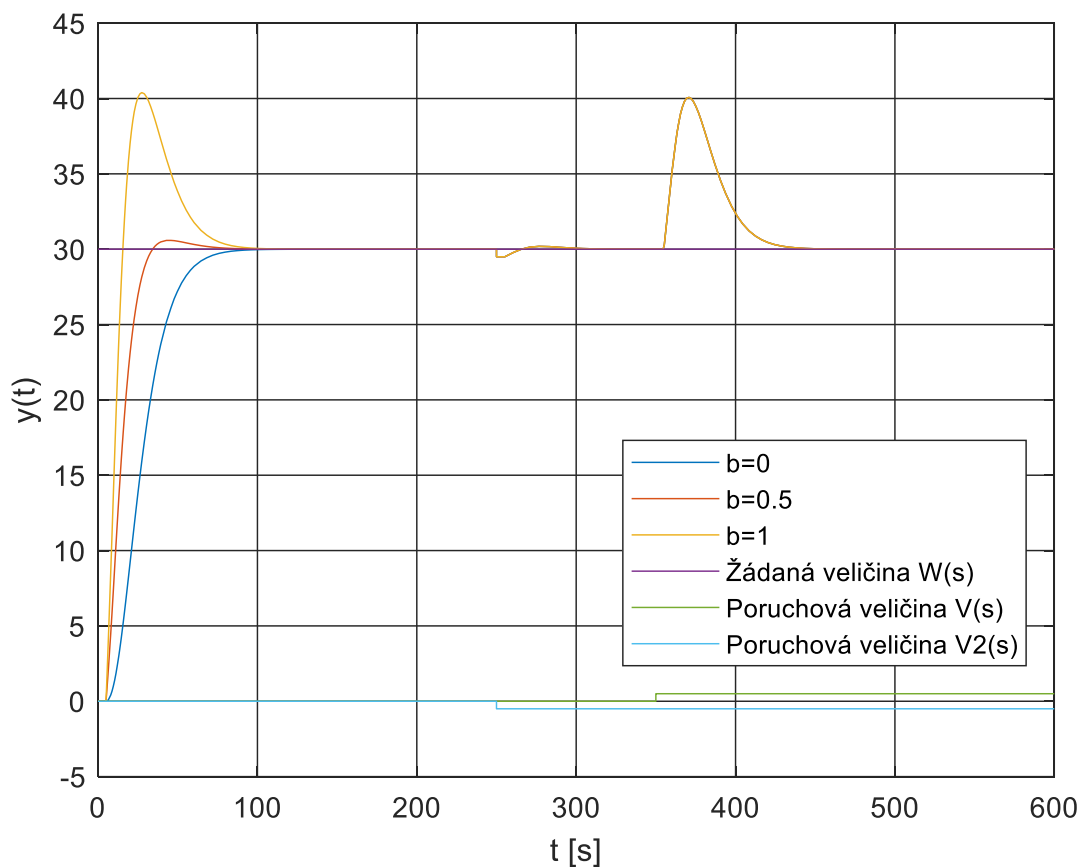
### 4.1 Ideální integrační soustava s dopravním zpožděním

Pro takovýto přenos soustavy bylo možno akceptovat pouze Metodu násobného dominantního pólu a Metodu SIMC. Tyto metody používají regulátor typu PI, a proto jen tyto metody lze při návrhu regulátoru 2DOF použít.



### Metoda násobného dominantního pólu

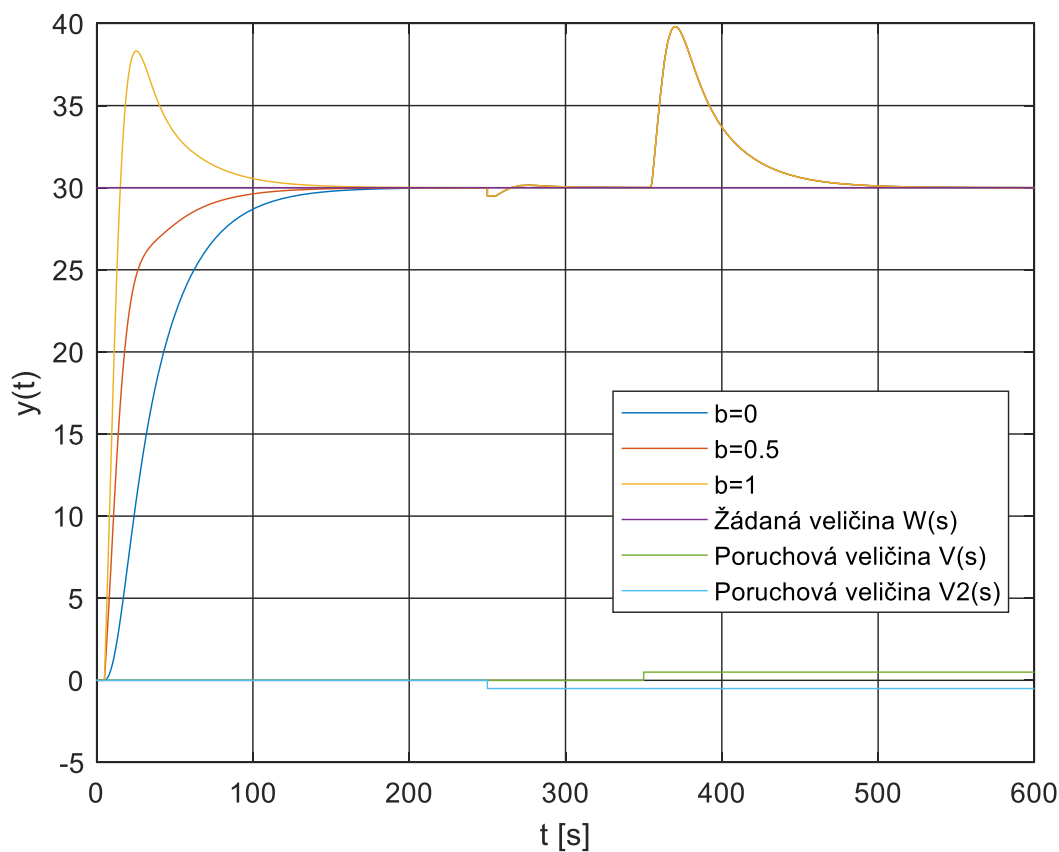
Při využití regulátoru 2DOF a nastavení hodnoty  $b=1$  byl filtr nefunkční, a proto se neobjevila žádná změna dynamiky systému. Pokud jsme použili  $b=0,5$ , tak bylo zřejmé, že dynamika systému se začala zpomalovat a překmit se snížil na 2 %. Pokud bylo  $b=0$ , překmit byl zcela eliminován a dynamika systému se zpomalila.



Obrázek 12 - Chování přechodové charakteristiky metody Násobného dominantního pólu nastavením parametru  $b$

### Metoda SIMC

Při využití regulátoru 2DOF a nastavení hodnoty  $b=1$  byl filtr nefunkční, a proto se neobjevila žádná změna dynamiky systému. Pokud jsme použili  $b=0,5$ , tak bylo zřejmé, že dynamika systému se začala zpomalovat a překmit se eliminoval. Pokud bylo  $b=0$ , tak došlo k většímu zpomalení dynamiky systému.



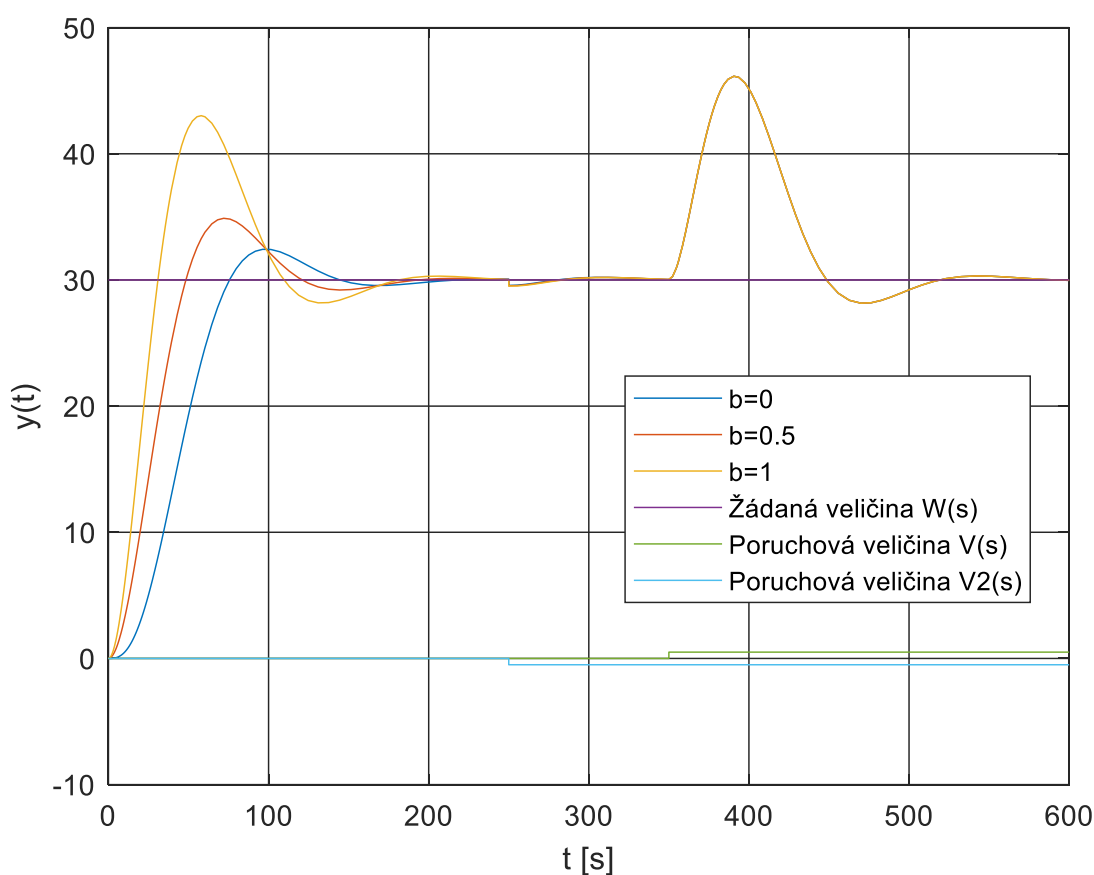
Obrázek 13 - Chování přechodové charakteristiky metody SIMC nastavením parametru  $b$

## 4.2 Integrační soustava se setrvačností prvního řádu bez dopravního zpoždění

Při návrhu takového přenosu řízení jsme použili tři metody, avšak pouze pro metodu symetrického optima jsme byli schopni vytvořit alternativu seřízení regulátoru pomocí regulátoru 2DOF.

### Metoda symetrického optima

Při využití regulátoru 2DOF a nastavení hodnoty  $b=1$  byl filtr nefunkční, a proto se neobjevila žádná změna dynamiky systému a překmit tvořil 43 %. Pokud jsme použili hodnotu  $b=0,5$ , tak bylo zřejmé, že dynamika systému se začala zpomalovat a překmit se snížil na 20 %. Pokud bylo  $b=0$ , tak došlo k většímu zpomalení dynamiky systému a překmit tvořil 8 %.



Obrázek 14 - Chování přechodové charakteristiky metody Symetrického optima nastavením parametru  $b$

### 4.3 Ideální hodnota parametru $b$

Při použití regulátoru se dvěma stupni volnosti bylo potřeba správně číselně vyjádřit parametr  $b$ , a to prostřednictvím jednoho z možných postupů výpočtu. Vycházeli jsme z charakteristického mnohočlenu  $N(s)$ .

Přenos otevřeného regulačního obvodu jsme získali součinem přenosu regulátoru a přenosu regulované soustavy

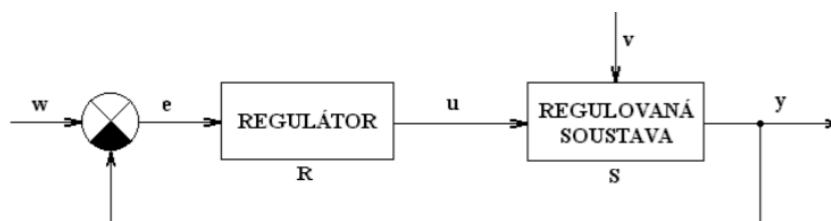
$$G_o(s) = G_R(s) \cdot G_S(s), \quad (4.1)$$

kde  $G_o(s)$  je přenos otevřeného regulačního obvodu.

Přenos otevřeného regulačního obvodu byl dosazen do přenosu řízení ve tvaru

$$G_{wy}(s) = \frac{G_o(s)}{1+G_o(s)}, \quad (4.2)$$

z kterého jsme byli schopni vyjádřit charakteristický mnohočlen  $N(s)$  nacházející se ve jmenovateli. Avšak tento vzorec bylo možno použít pouze tehdy, pokud měřící člen ve zpětné vazbě byl roven jedné. Blokové schéma tedy neobsahoval měřící člen, viz obrázek 15.



Obrázek 15 Jednoduché blokové schéma regulačního obvodu [1]

Z charakteristického mnohočlenu bylo potřeba určit reálný dominantní pól, jehož hodnotu následně využijeme při výpočtu parametru  $b$ . Abychom tento reálný pól mohli vypočítat bylo nutné z charakteristického rovnice ve tvaru [9]:

$$N(s) = 0 \quad (4.3)$$

Po dokončení úprav rovnice dostáváme několik pólů, dále pracujeme jen s dominantním reálným pólem, který dosadíme do vztahu pro výpočet parametru  $b$  filtru regulátoru PI 2DOF [3]

$$b = \frac{1}{-s_1 T_I^*}, \quad (4.4)$$

kde  $s_1$  je reálný pól charakteristického mnohočlenu.

#### 4.3.1 Výpočet parametru $b$ pro ideální integrační soustavu s dopravním zpožděním

Pro určení přenosu otevřeného regulačního obvodu bylo potřeba znát přenos ideální integrační soustava s dopravním zpožděním  $G_s(s)$  ve vztahu (1.3), kde lze aproximovat dopravní zpoždění jako časovou konstantu (4.5)

$$G_s(s) = \frac{k_1}{s} e^{-T_d s} \approx \frac{k_1}{s(T_d s + 1)} \quad (4.5)$$

a přenos regulátoru, který upravíme do tvaru:

$$G_R(s) = k_p \cdot \frac{T_I s + 1}{T_I s} \quad (4.6)$$

S takto upravenými přenosy vytvoříme přenos otevřeného regulačního obvodu

$$G_o(s) = G_R(s) \cdot G_s(s) = k_p \cdot \frac{T_I s + 1}{T_I s} \cdot \frac{k_1}{s(T_d s + 1)} = \frac{k_1 k_p (T_I s + 1)}{T_I s^2 (T_d s + 1)}, \quad (4.7)$$

pomocí kterého vytvoříme přenos řízení

$$G_{wy}(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{\frac{k_1 k_p (T_I s + 1)}{T_I s^2 (T_d s + 1)}}{1 + \frac{k_1 k_p (T_I s + 1)}{T_I s^2 (T_d s + 1)}} = \frac{k_1 k_p (T_I s + 1)}{T_I s^2 (T_d s + 1) + k_1 k_p (T_I s + 1)} \quad (4.8)$$

a odvodíme charakteristický mnohočlen ve tvaru:

$$N(s) = T_I s^2 (T_d s + 1) + k_1 k_p (T_I s + 1) = T_d T_I s^3 + T_I s^2 + k_1 k_p T_I s + k_1 k_p \quad (4.9)$$

#### Seřízení regulátoru metodou MNDP

Pro metodu MNDP jsme vypočítali parametry regulátoru.

$$k_p^* = 0,0461$$

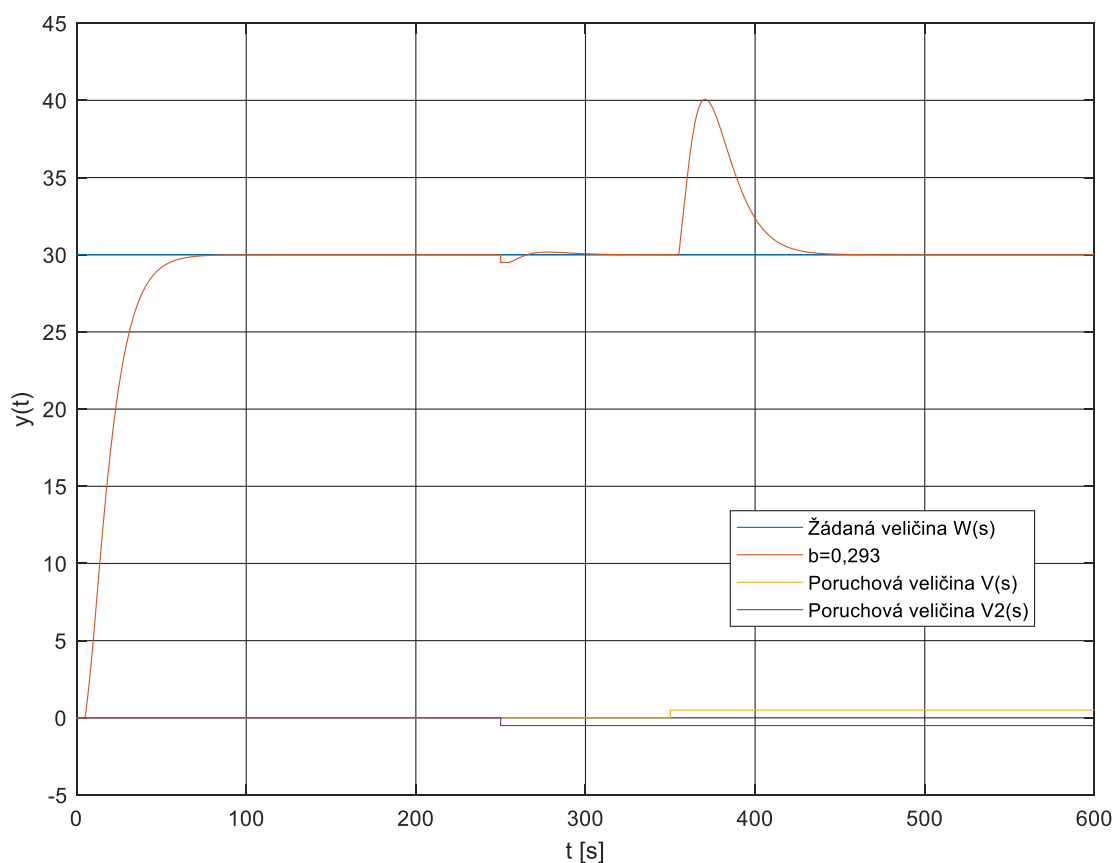
$$T_I^* = 29,14$$

U této metody máme již předdefinovaný vzorec trojnásobného dominantního pólu [3] ve tvaru:

$$s_3^* = -\frac{2-\sqrt{2}}{T_d} = -\frac{2-\sqrt{2}}{5} \doteq -0,117 \quad (4.10)$$

Pro výpočet přenosu filtru  $G_F(s)$  (2.8) byl dosazen výsledný reálný kořen do vztahu pro výpočet parametru  $b$  (4.4) v následujícím tvaru:

$$b = \frac{1}{-s_1 T_I^*} = \frac{1}{-s_3^* T_I^*} = \frac{1}{-(-0,117 \cdot 29,14)} \doteq 0,293$$



Obrázek 16 - Přechodová charakteristika pro metodu násobného dominantního pólu a její ideální parametr  $b$

### Seřízení regulátoru metodou SIMC

Pro metodu SIMC jsme vypočítali parametry regulátoru

$$k_p^* = 0,05$$

$$T_I^* = 40 ,$$

pomocí kterých je nutno vypočítat hodnoty pólů při dosazení do vztahu (4.3)

$$N(s) = 0$$

$$T_d T_I s^3 + T_I s^2 + k_1 k_p T_I s + k_1 k_p = 0$$

$$\frac{T_d T_I}{k_1 k_p} s^3 + \frac{T_I}{k_1 k_p} s^2 + T_I s + 1 = 0$$

$$\frac{T_d T_I^*}{k_1 k_p^*} s^3 + \frac{T_I^*}{k_1 k_p^*} s^2 + T_I^* s + 1 = 0$$

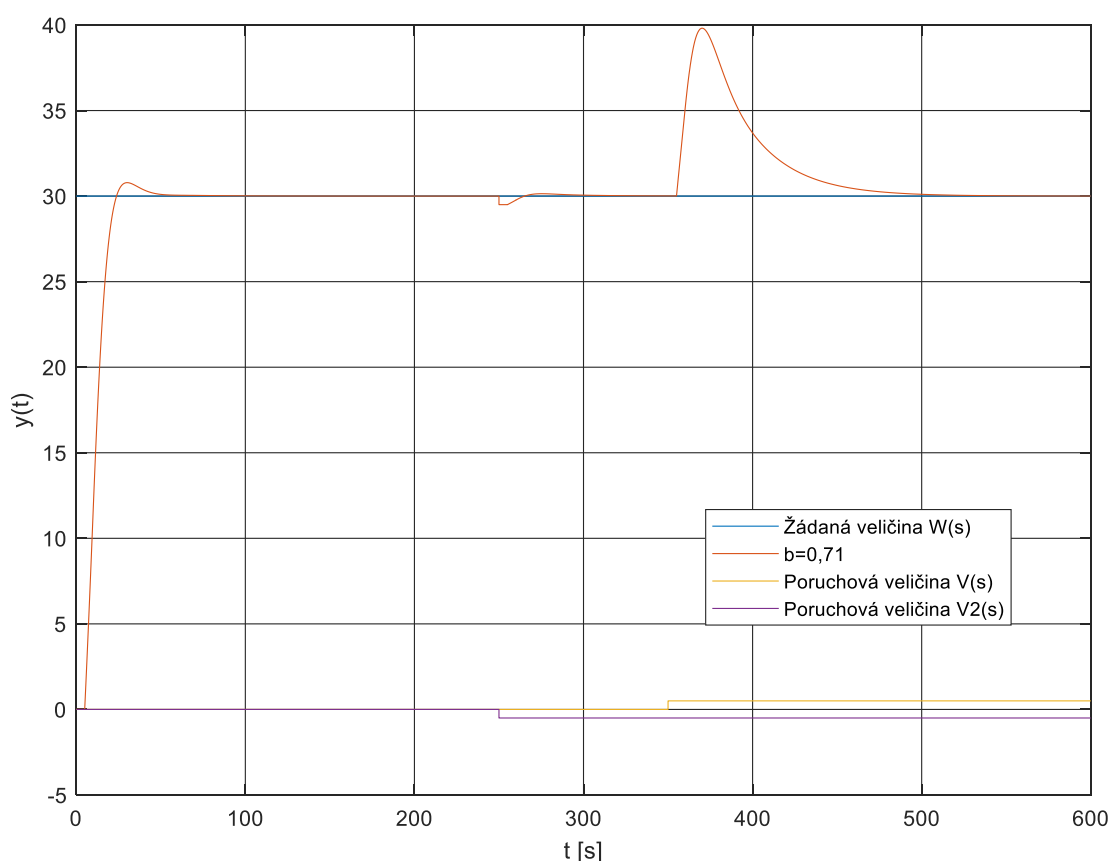
$$\frac{5 \cdot 40}{2 \cdot 0,05} s^3 + \frac{40}{2 \cdot 0,05} s^2 + 40s + 1 = 0$$

$$s_1 \doteq -0,0352$$

$$s_{2,3} \doteq -0,0824 \pm 0,0861i$$

Pro výpočet přenosu filtru  $G_F(s)$  (2.8) byl dosazen výsledný reálný kořen do vztahu pro výpočet parametru  $b$  (4.4):

$$b = \frac{1}{-s_1 T_I^*} = \frac{1}{-(-0,0352 \cdot 40)} \doteq 0,71$$



Obrázek 17 - Přechodová charakteristika pro metodu SIMC a její ideální parametr  $b$

#### 4.3.2 Výpočet ideálního parametru $b$ pro Integrační soustava se setrvačností prvního řádu bez dopravního zpoždění

Pro určení parametru  $b$  bylo potřebné znát přenos integrační soustavy se setrvačností prvního řádu bez dopravního zpoždění (3.8) a upravený přenos regulátoru (4.6), kde přenos otevřeného regulačního obvodu bude ve tvaru:

$$G_o(s) = G_R(s) \cdot G_s(s) = \frac{k_1 k_p (T_I s + 1)}{T_I s^2 (T_1 s + 1)} \quad (4.11)$$

Potom přenos řízení má tvar

$$G_{wy}(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{k_1 k_p (T_I s + 1)}{T_I s^2 (T_1 s + 1) + k_1 k_p (T_I s + 1)} \quad (4.12)$$

a charakteristický mnohočlen bude ve tvaru:

$$N(s) = T_1 T_I s^3 + T_I s^2 + k_1 k_p T_I s + k_1 k_p \quad (4.13)$$

#### Metoda symetrického optima

Pro metodu MSO jsme vypočítali parametry regulátoru

$$k_p^* = 0,025$$

$$T_I^* = 40 ,$$

pomocí kterých je nutno vypočítat hodnoty pólů při dosazení do vztahu (4.3):

$$N(s) = 0$$

$$T_1 T_I s^3 + T_I s^2 + k_1 k_p T_I s + k_1 k_p = 0$$

$$\frac{T_1 T_I}{k_1 k_p} s^3 + \frac{T_I}{k_1 k_p} s^2 + T_I s + 1 = 0$$

$$\frac{T_1 T_I^*}{k_1 k_p^*} s^3 + \frac{T_I^*}{k_1 k_p^*} s^2 + T_I^* s + 1 = 0$$

$$\frac{10 \cdot 40}{2 \cdot 0,025} s^3 + \frac{40}{2 \cdot 0,025} s^2 + 40s + 1 = 0$$

$$s_1 = -0,05$$

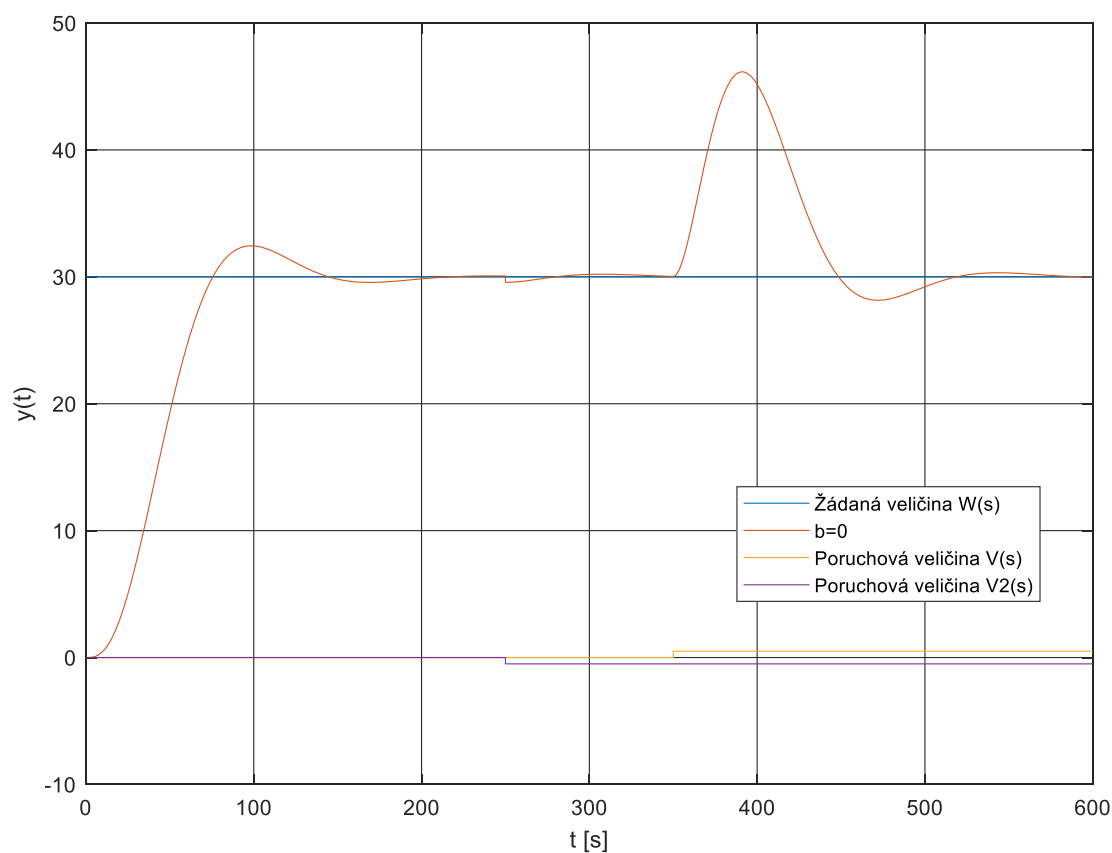
$$s_{2,3} \doteq -0,025 \pm 0,0433i$$



Pro výpočet přenosu filtru  $G_F(s)$  (2.8) se dosadí výsledný reálný kořen do vztahu pro výpočet parametru  $b$  (4.4):

$$b = \frac{1}{-s_1 T_I^*} = \frac{1}{-(-0,05 \cdot 40)} = 0,5$$

Avšak u této metody bylo zapotřebí, aby byl vstupní filtr zapojen s celkovou účinností pro zaručený překmit 8 %, proto volím parametr  $b = 0$ .



Obrázek 18 - Přejchodová charakteristika pro metodu symetrického optima a její ideální parametr  $b$

## 5 Porovnání regulátoru PI, PID, PI 2DOF a PID 2DOF pro metodu MNDP

Metoda násobného dominantního pólu nám umožnila pro ideální integrační soustavu s dopravním zpožděním využití regulátoru PI tak i regulátor PID. Hodnoty simulace jsou totožné z předchozí simulace.

Pro regulátor PI jsou ideální hodnoty ve tvaru (3.1) a (3.2)

$$k_p^* = 0,0461$$

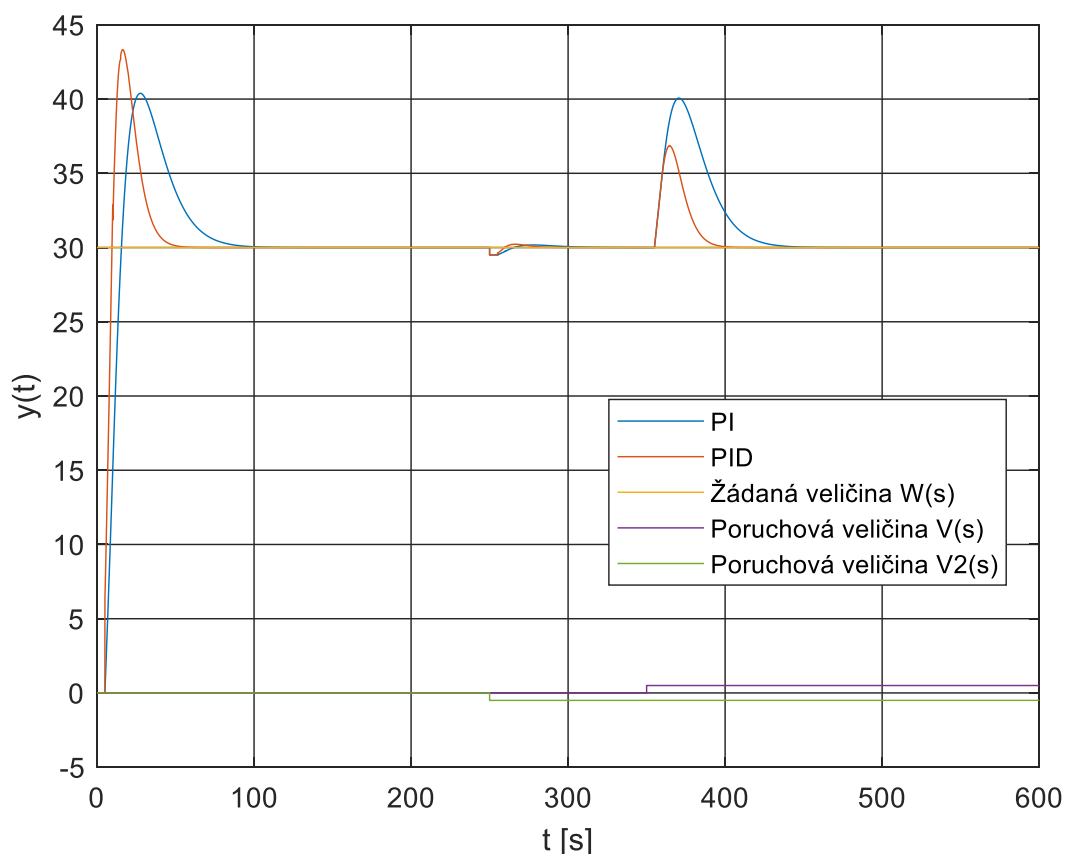
$$T_I^* = 29,14$$

a pro regulátor typu PID jsou ideální hodnoty ve tvaru:

$$k_p^* = \frac{6(2\sqrt{3}-3)}{k_1 T_d} e^{\sqrt{3}-3} = 0,784 \frac{1}{k_1 T_d} = 0,0784 \quad (5.1)$$

$$T_I^* = (2 + \sqrt{3})T_d = 3,732T_d = 18,66 \quad (5.2)$$

$$T_D^* = \frac{(3+\sqrt{3})}{18} T_d = 0,263T_d = 1,315 \quad (5.3)$$



Obrázek 19 - Porovnání přechodových charakteristik pro PI a PID

Při využití konvenčních typů regulátoru PI a PID vzniká stabilní nula způsobená integrační složkou, která způsobuje velký překmit, avšak derivační složka PID regulátoru nám výrazně zrychlí dobu regulace. Abychom byli schopni dokázat eliminovat překmit, znovu jsme zvolili použití regulátorů se dvěma stupni volnosti a našli ideální hodnoty parametrů  $b$  a  $c$ .

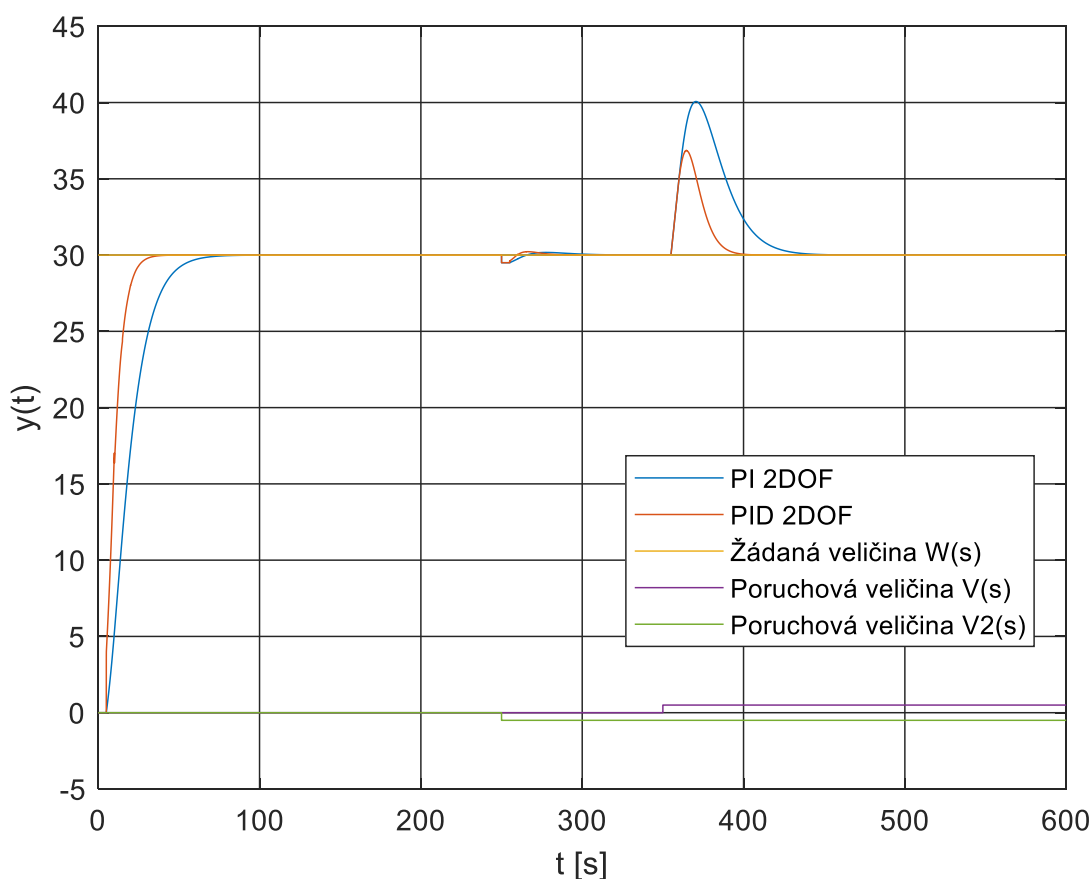
Ideální hodnota parametru  $b$  pro regulátor PI 2DOF [3]

$$b = \frac{2-\sqrt{2}}{2} \doteq 0,293 \quad (5.4)$$

a ideální hodnoty parametru  $b$  a  $c$  pro regulátor PID 2DOF [3]:

$$b = \frac{3-\sqrt{3}}{3} \doteq 0,423 \quad (5.5)$$

$$c = \frac{3-\sqrt{3}}{2} \doteq 0,634 \quad (5.6)$$



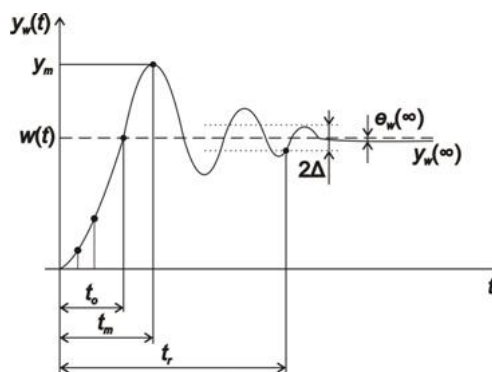
Obrázek 20 - Porovnání přechodových charakteristik pro PI 2DOF a PID 2DOF

Takto vhodně zvolenými parametry jsme dokázali nalézt optimální hodnoty regulace a splnit zaručený překmit u metody násobného dominantního pólu. Přičemž regulátor typu PID měl znatelně rychlejší dynamiku než regulátor PI.

## 6 Robustnost regulace

Robustnost regulačního obvodu vyjadřuje schopnost regulačního obvodu splnit cíl regulace při změnách hodnot regulované soustavy .

V časové oblasti bylo možno rychle a intuitivně zhodnotit na základě průběhu odezvy regulované veličiny kvalitu regulace pomocí ukazatelů kvality zaznačenými v přechodové charakteristice na obrázku 20.



Obrázek 21 - Přechodová charakteristika regulačního obvodu v časové oblasti s vyznačenými ukazateli kvality [2]

Doba regulace  $t_r$  je doba, za kterou se signál ustálí v oblasti  $2\Delta$ , tolerance regulace ta je dána vztahem

$$\Delta = \delta y(\infty) , \quad (6.1)$$

kde  $\delta$  je relativní tolerance regulace která nabývá nejčastěji hodnoty 0,01 – 0,05.

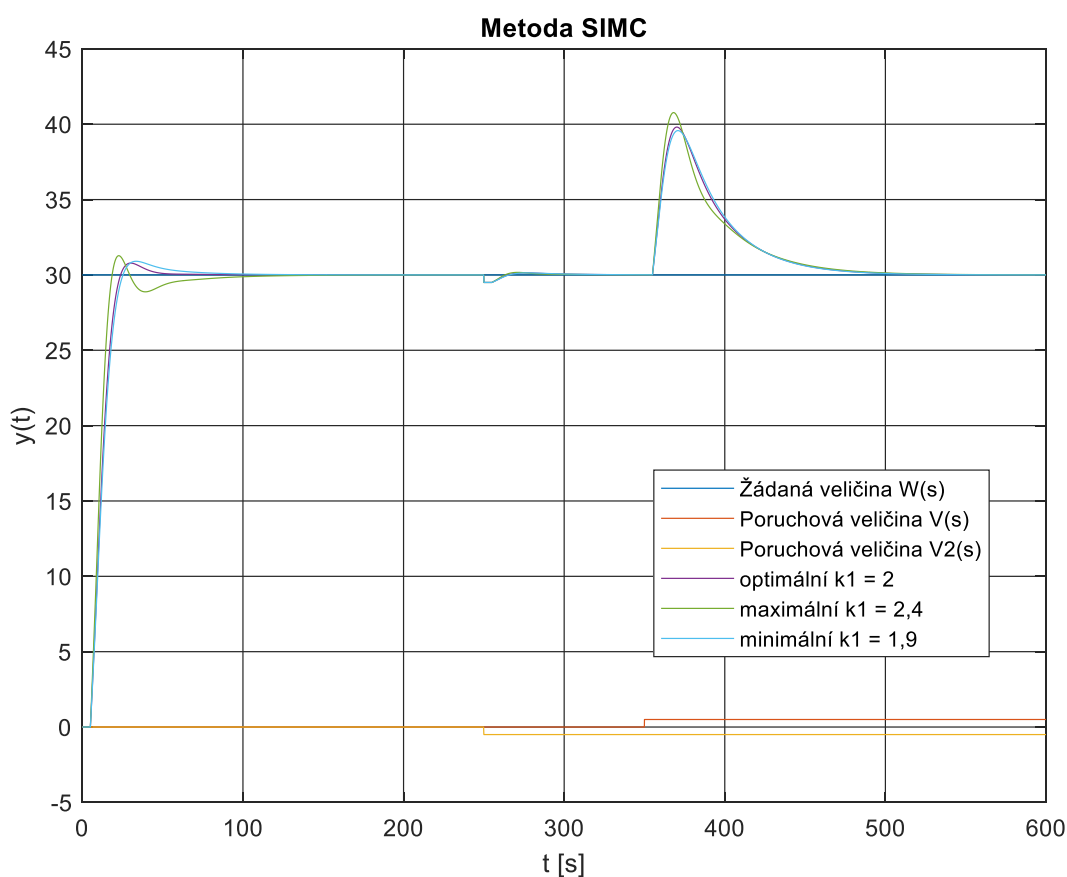
Při řešení otázky robustnosti systému, bylo potřeba si zvolit limitní hodnoty ukazatelů kvality. Tyto limitní hodnoty se procentuálně odvíjeli od hodnot ukazatelů kvality při ideálním nastavení regulátoru. V našem případě tyto limitní hodnoty byly pro  $t_o + 20\%$  a  $-50\%$ ,  $t_r \pm 50\%$ ,  $t_m \pm 50\%$  a překmit 40 %.

Testovány byly hodnoty regulované soustavy  $k_1$ ,  $T_1$  a  $T_d$ . Pro tyto hodnoty byla řešena robustnost regulátoru. Od testovaného parametru bylo po 5 % krocích přičítány a odečítány hodnoty abychom byly schopni určit o kolik procent jsme schopni parametr změnit. Tento postup jsme opakovali tak dlouho, dokud jsme nepřekročili limitní hodnoty pro daný parametr. Robustnost těchto parametru byla uvedena v tabulkách 12, 13 a 14. Celkový přehled hodnot byl uveden v příloze 1.

Ideální hodnota parametru  $k_1$  byla 2. Největší interval, ve kterém je možno vybrat tento parametr, aby byl regulátor robustní uvedla Metoda symetrického optima, viz tabulka 12. Do obrázku 22 jsme zaznamenali robustnost u Metody SIMC.

Tabulka 12 - Robustnost parametr  $k_1$

$k_1$	Metoda násobného dominantního pólu		Metoda SIMC		Metoda symetrického optima	
	+	-	+	-	+	-
Procentuální hodnota	25 %	5 %	20 %	5 %	35 %	15 %
Číselná hodnota	2,5	1,9	2,4	1,9	2,7	1,7

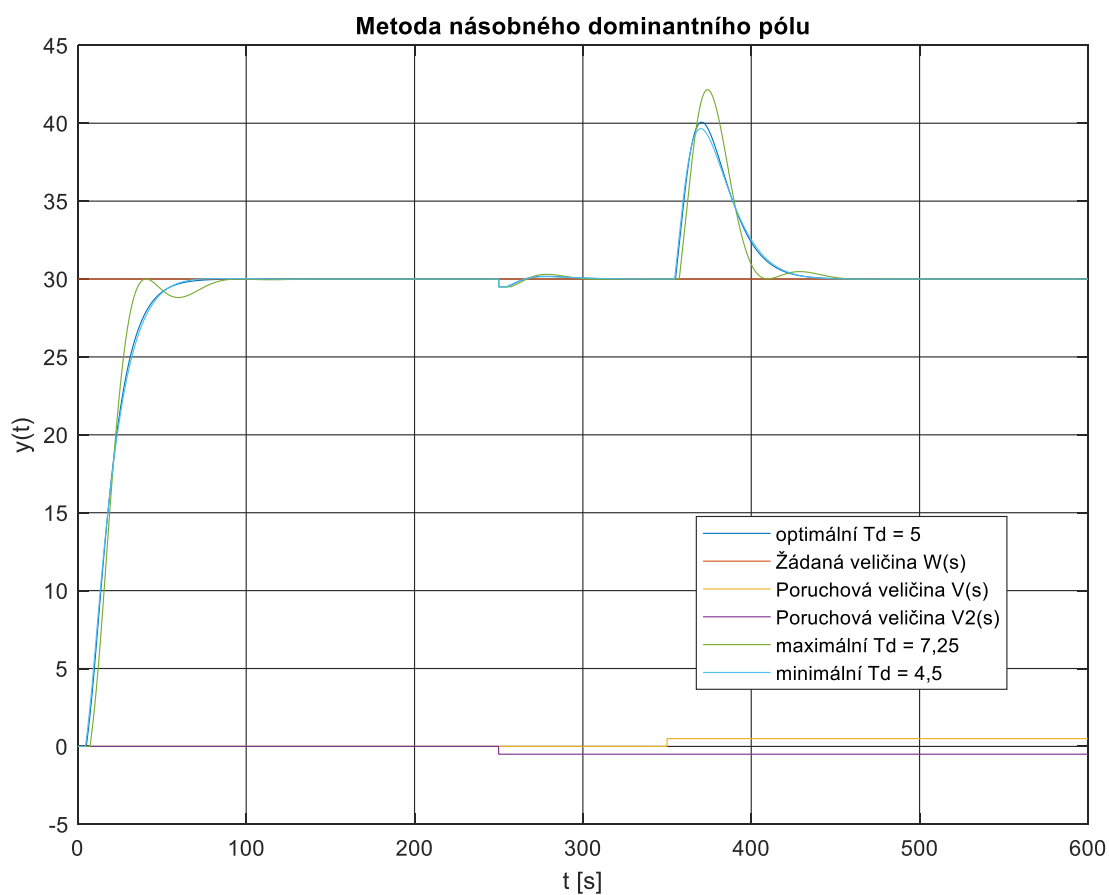


Obrázek 22 – Porovnání přechodových charakteristik robustnosti Metody SIMC parametru  $k_1$

Ideální hodnota parametru  $T_d$  byla 5. Tento parametr dopravního zpoždění obsahovali pouze Metoda násobného dominantního pólu a Metoda SIMC, viz tabulka 13. Do obrázku 23 jsme zaznamenali robustnost Metody násobného dominantního pólu.

Tabulka 13 - Robustnost parametru  $T_d$

$T_d$	Metoda násobného dominantního pólu		Metoda SIMC	
	+	-	+	-
Procentuální hodnota	45 %	10 %	25 %	10 %
Číselná hodnota	7,25	4,5	6,25	4,5

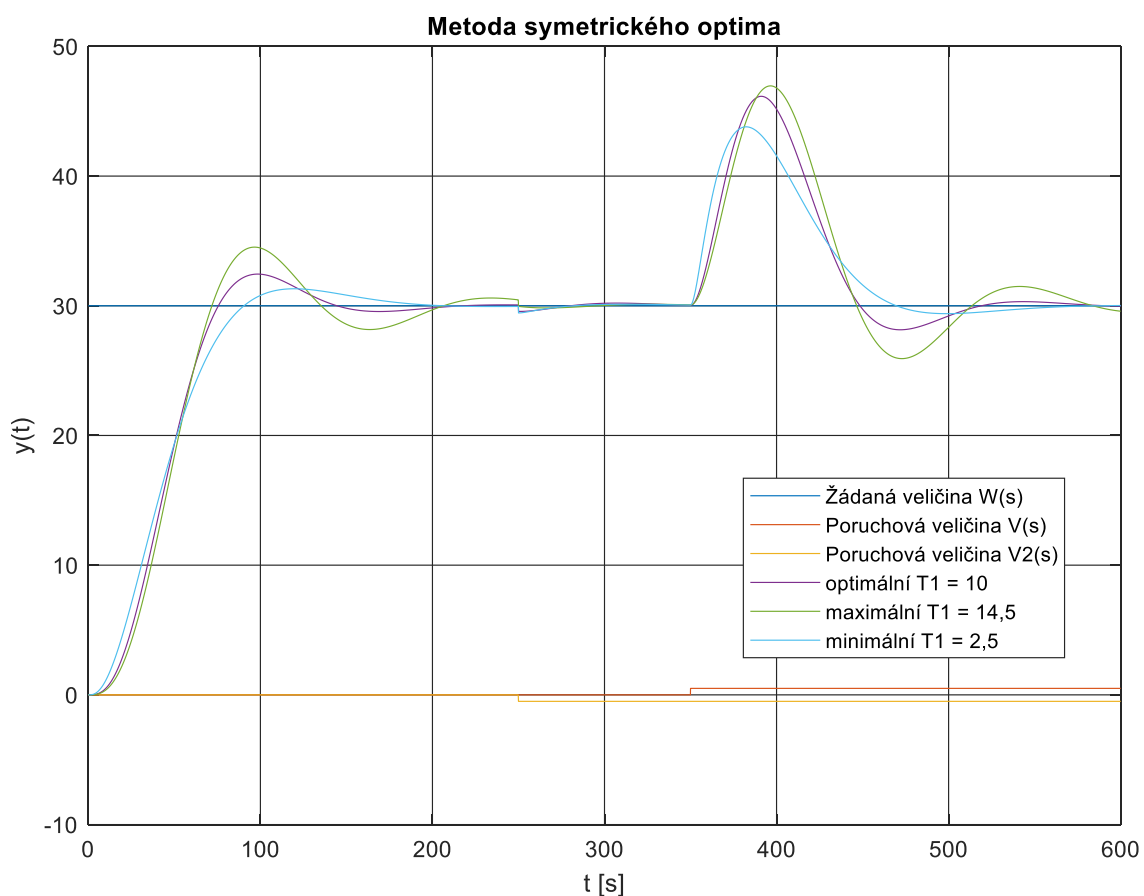


Obrázek 23– Porovnání přechodových charakteristik robustnosti Metody násobného dominantního pólu parametru  $T_d$

Ideální hodnota parametru  $T_1$  byla 10. Tého parametru se nachází pouze u Metody symetrického optima, viz tabulka 14 a obrázek 24.

Tabulka 14 - Robustnost parametru  $T_1$

$T_1$	Metoda symetrického optima	
	+	-
Procentuální hodnota	45 %	75 %
Číselná hodnota	14,5	2,5



Obrázek 24 – Porovnání přechodových charakteristik robustnosti Metody symetrického optima parametru  $T_1$

## Závěr

V práci jsme se seznámili s vhodnými metodami syntézy pro integrační soustavy, které nám umožňují seřízení regulátorů dle stanovených vzorců pro dané metody. Každá metoda je vhodná pro jiný typ integrační soustavy a také, ve většině případech, za nás vybere správný typ regulátoru. Všechny metody jsou jedinečné pro nastavení hodnot daných členů regulátoru a také svým zaručeným překmitem.

Bylo potřeba si uvědomit jaké využití budou regulátory splňovat, a proto byly pro dva typy přenosů vytvořeny simulace. Do blokových schémat simulací vstupovaly dvě poruchové veličiny. Jedna před regulovanou soustavou a druhá za ní. Sledovali jsme, jak se systém zachová a zda dané poruchy dokáže eliminovat. V prvním případě, kdy poruchy byly zavedeny před regulovanou soustavou, se všem regulátorům povedlo chybu eliminovat, avšak v případě druhém vznikala v mnohých z metod trvalá regulační odchylka, která je pro systém nežádoucí. Tuto trvalou regulační odchylku dokázaly eliminovat pouze metody, které využily regulátor s integrační složkou.

Při následné úpravě pomocí regulátorů 2DOF není možno provést návrh regulátorů u triviálních typů (P a I). Takovouto úpravu lze využít jen u složitějších typů regulátorů (PI, PD a PID). 2DOF regulátory mají vlastnost eliminovat překmit, který je ve většině případů kritický a tím i modifikovat dynamiku systému. Pro takovouto modifikaci slouží parametry  $b$  a  $c$ , jejichž hodnoty nabývají hodnot v intervalu  $\langle 0,1 \rangle$ . V simulaci byly pro nastavení hodnoty  $b$  vstupního filtru 2DOF regulátoru vybrány hodnoty 0, 0,5 a 1. Zde jsme sledovali následné chování systému v oblasti dynamiky.

Použili jsme jednu z metod, jak exaktně nalézt optimální hodnotu parametru  $b$  u zadaných integračních soustav. Avšak jednoduché nastavení vstupního filtru na hodnotu 1 a 0 nebylo vhodné využít, bylo zapotřebí zjistit ideální hodnoty parametru  $b$ . Vycházeli jsme z charakteristické rovnice, která byla rovna nule. Výsledný dominantní reálný pól bylo nutno dosadit do vzorce pro výpočet parametru  $b$ . Tento parametr nabýval u každé z metod jiné číselné hodnoty a tím pro dané metody vytvořil ideální průběh přechodové charakteristiky s vhodným zaručeným překmitem.

Porovnávali jsme také přechodové charakteristiky 2DOF PI a 2DOF PID regulátorů. Zde bylo zřejmé, že při využití složitějšího typu regulátoru (2DOF PID) dosáhneme rychlejší doby odezvy.



Dalším cílem práce bylo verifikovat robustnost pro dané metody. Robustnost byla řešena pro parametry regulované soustavy  $k_1$ ,  $T_1$  a  $T_d$ . Zjišťovali jsme, pro jaké procentuální navýšení či snížení hodnot regulované soustavy nepřekročí limitní hodnoty ukazatelů kvality. Zjistili jsme, že největší robustnosti dosáhla Metoda symetrického optima.

Dosažené výsledky, které jsme v práci zkoumali lze využít pro sestavení reálného modelu s implementací regulátorů se dvěma stupni volnosti. Lze využít model vzduchové levitace, kterým katedra disponuje. Tento model je vytvořen jako integrační soustava. Dalším cílem je využití jiného způsobu nalezení parametru  $b$  skrze optimalizaci nejmenších ploch. Pomocí práce může být vytvořen učební text pro syntézu regulátoru a syntézu regulátoru se dvěma stupni volnosti.

## Literatura

- [1] WAGNEROVÁ, Renata. ZÁKLADY AUTOMATICKÉHO ŘÍZENÍ [online]. Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava, 2013 [cit. 2019-05-13]. ISBN 978-80-248-3054-4. Dostupné z: [http://projekty.fs.vsb.cz/463/edubase/VY\\_01\\_031/Z%C3%A1klady%20automatick%C3%A9ho%20%C5%99%C3%ADzen%C3%AD%20-%20teoretick%C3%BD%20z%C3%A1klad.pdf](http://projekty.fs.vsb.cz/463/edubase/VY_01_031/Z%C3%A1klady%20automatick%C3%A9ho%20%C5%99%C3%ADzen%C3%AD%20-%20teoretick%C3%BD%20z%C3%A1klad.pdf)
- [2] VORÁČEK, R., F. ANDRÝSEK, Z. BRÝDL, L. KOHOUT a L. ŠMEJKAL. Automatizace a automatizační technika. Praha: Computer Press, 2000, 218 s. ISBN 80-722-6247-5
- [3] VÍTEČKOVÁ, M. a VÍTEČEK, A. Základy automatické regulace. 2. přepracované vydání. Skripta FS VŠB-TU Ostrava, 246 str. 2008, ISBN 978-80-248-1924-2.
- [4] VÍTEČKOVÁ, M. a VÍTEČEK, A. Zpětnovazební řízení mechatronických systémů [online]. 2013, Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava [cit. 2018-10-27]. ISBN 978-80-248-3232-6. Dostupné z: <http://books.fs.vsb.cz/ZRMS/zpetnovazabni-rizeni-mechatronickych-systemu.pdf>
- [5] VÍTEČKOVÁ, M. a VÍTEČEK, A. Vybrané metody seřizování regulátorů [online]. 2011, Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava [cit. 2018-10-27]. ISBN 978-80-248-2503-8. Dostupné z: <http://books.fs.vsb.cz/ZRMS/vybrane-metody-serizovani-regulatoru.pdf>
- [6] VÍTEČKOVÁ, M. a VÍTEČEK, A., Metoda násobného dominantního pólu pro regulátory se dvěma stupni volnosti a proporcionální soustavy s dopravním zpožděním [online]. 2010, Dostupné z: [http://folk.ntnu.no/skoge/prost/proceedings/slovak\\_control\\_conference\\_2010/pdf/30\\_Viteckova\\_Vitecek.pdf](http://folk.ntnu.no/skoge/prost/proceedings/slovak_control_conference_2010/pdf/30_Viteckova_Vitecek.pdf)
- [7] ALFARO, Victor M. and VILANOVA, R., Two-Degree-of-Freedom PID Controllers Structures. *Model-Reference Robust Tuning of PID Controllers* [online]. Cham: Springer International Publishing, 2016, 2016-04-17, 7-19 [cit. 2018-11-04]. Advances in Industrial Control. DOI: 10.1007/978-3-319-28213-8\_2. ISBN 978-3-319-28211-4. Dostupné z: [http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-28213-8\\_2](http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-28213-8_2)
- [8] TAGUCHI, H. and ARAKI, M., Two-Degree-of-Freedom PID Controllers — Their Functions and Optimal Tuning. *IFAC Proceedings Volumes* [online]. 2000, **33**(4), 91-96 [cit. 2018-11-02]. DOI: 10.1016/S1474-6670(17)38226-5. ISSN 14746670. Dostupné z: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1474667017382265>
- [9] SLADKÁ, K. and MAHDAL, M. Behaviour of 2DOF controller in the closed-loop control with pneumatic actuator. In *Proceedings of 18<sup>th</sup> International Carpathian Control Conference ICC<sup>C</sup> 2017*. Sinaia, Romania, May 28-31, 2017, pp. 359-362. ISBN: 978-1-5090-4862-5, DOI: 10.1109/CarpathianCC.2017.7970426.

- [10] SLADKÁ, K. Simulation of a Two Degrees of Freedom Controller With a Liquid Tank. Transactions of the VŠB – Technical University of Ostrava, Mechanical Series , No. 2/2018, volume 64, article No. 2048, pp. 35-40, ISSN 1210-0471, DOI: 10.22223/tr.2018-2/2045.
- [11] SLADKÁ, K., CZEBE, J. and WAGNEROVÁ, R. The 2DOF controller implementation in control system with single-chip computer. In Proceedings of 19<sup>th</sup> International Carpathian Control Conference ICC<sup>2</sup>2018. Szilvasvarad; Hungary; May 28-31, 2018, pp. 228-234. ISBN: 978-153864762-2, DOI: 10.1109/CarpathianCC.2018.8399633.
- [12] PILCH, P. Výukový model Vzduchové levitace [online]. Ostrava, 2015 [cit. 2018-10-27]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/10084/109737>. Bakalářská práce. Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava

**Poděkování**

Chtěl bych poděkovat paní docentce Ing. Renatě Wagnerové, Ph.D za odborné vedení, cenné rady, trpělivost a ochotu, kterou mi v průběhu zpracovávání bakalářské práce věnovala.

## Příloha 1.

Tabulka I - Limitní hodnoty ukazatelů kvality

	MNDP	SIMC	MSO
$t_o + 20 \%$	34,27	28,60	90,71
$t_o - 50 \%$	14,28	11,91	37,80
$t_r + 50 \%$	79,95	53,01	199,13
$t_r - 50 \%$	26,65	17,67	66,38
$t_m + 50 \%$	-	45,15	147,66
$t_m - 50 \%$	-	15,05	49,22

Tabulka II - Robustnost parametru  $k_1$  Metody násobného dominantního pólu

			Metoda násobného dominantního pólu				
$k_1$	%	$k_1$	$t_o$	$t_r$	$t_m$	$y_m$	$\kappa$
2	0	2	28,56	53,30	-	30,00	0,00
2	+5	2,10	28,90	58,75	-	30,00	0,00
2	+10	2,20	29,52	63,76	-	30,00	0,00
2	+15	2,30	30,54	67,32	-	30,00	0,00
2	+20	2,40	32,01	69,90	-	30,00	0,00
2	+25	2,50	33,81	71,98	-	30,00	0,00
2	+30	2,60	35,54	73,85	-	30,00	0,00
2	-5	1,90	28,57	53,29	-	30,00	0,00
2	-10	1,80	42,99	47,18	66,66	30,38	1,27

Tabulka III - Robustnost parametru  $k_1$  Metody SIMC

			Metoda SIMC				
$k_1$	%	$k_1$	$t_o$	$t_r$	$t_m$	$y_m$	$\kappa$
2	0	2	23,83	35,34	30,10	30,79	2,63
2	+5	2,10	22,34	31,49	27,47	30,77	2,57
2	+10	2,20	20,93	29,11	25,47	30,86	2,87
2	+15	2,30	19,66	49,13	23,92	31,04	3,47
2	+20	2,40	18,56	52,31	22,69	31,28	4,27
2	+25	2,50	17,60	54,17	21,70	31,57	5,23
2	-5	1,90	23,84	36,49	30,11	30,79	2,63
2	-10	1,80	26,75	60,21	37,33	31,12	3,73

Tabulka IV - Robustnost parametru  $k_1$  Metody symetrického optima

			Metoda symetrického optima				
$k_1$	%	$k_1$	$t_o$	$t_r$	$t_m$	$y_m$	$\kappa$
2	0	2	75,59	132,75	98,44	32,44	8,13
2	+5	2,10	75,24	126,58	96,42	32,08	6,93
2	+10	2,20	75,08	120,82	94,55	31,73	5,77
2	+15	2,30	75,11	113,70	92,82	31,40	4,67
2	+20	2,40	75,40	106,66	91,23	31,08	3,60
2	+25	2,50	76,03	100,62	89,75	30,77	2,57
2	+30	2,60	77,18	72,44	88,39	30,48	1,60
2	+35	2,70	79,48	128,25	87,15	30,20	0,67
2	+40	2,80	172,04	131,52	84,62	30,03	0,10
2	-5	1,90	75,58	132,75	98,44	32,44	8,13
2	-10	1,80	76,76	147,76	103,06	33,23	10,77
2	-15	1,70	77,59	198,42	105,69	33,66	12,20
2	-20	1,60	78,59	215,31	108,58	34,11	13,70

Tabulka V - Robustnost parametru  $T_d$  Metody násobného dominantního pólu

			Metoda násobného dominantního pólu				
$T_d$	%	$T_d$	$t_o$	$t_r$	$t_m$	$y_m$	$\kappa$
5	0	5	28,56	53,30	-	30,00	0,00
5	+5	5,25	27,60	53,38	-	30,00	0,00
5	+10	5,50	26,60	53,66	-	30,00	0,00
5	+15	5,75	25,60	54,34	-	30,00	0,00
5	+20	6	24,34	56,10	-	30,00	0,00
5	+25	6,25	23,18	60,09	-	30,00	0,00
5	+30	6,50	22,06	65,01	-	30,00	0,00
5	+35	6,75	21,04	68,82	-	30,00	0,00
5	+40	7	20,13	71,58	-	30,00	0,00
5	+45	7,25	19,34	73,61	-	30,00	0,00
5	+50	7,50	35,72	75,16	39,89	30,42	1,40
5	-5	4,75	29,43	53,31	-	30,00	0,00
5	-10	4,50	30,23	53,44	-	30,00	0,00
5	-15	4,25	70,17	53,60	83,20	30,06	0,20

Tabulka VI - Robustnost parametru  $T_d$  Metody SIMC

			Metoda SIMC				
$T_d$	%	$T_d$	$t_o$	$t_r$	$t_m$	$y_m$	$\kappa$
5	0	5	23,83	35,34	30,10	30,79	2,63
5	+5	5,25	25,17	37,11	28,84	31,18	3,93
5	+10	5,50	21,72	38,04	28,12	31,65	5,50
5	+15	5,75	21,13	38,66	27,73	32,20	7,33

			Metoda SIMC				
$T_d$	%	$T_d$	$t_o$	$t_r$	$t_m$	$y_m$	$\kappa$
5	+20	6	20,73	39,13	27,57	32,81	9,37
5	+25	6,25	20,46	39,54	27,55	33,46	11,53
5	+30	6,50	20,30	56,36	27,65	34,16	13,87
5	-5	4,75	25,63	23,41	32,31	30,50	1,67
5	-10	4,50	28,04	24,79	36,00	30,34	1,13
5	-15	4,25	30,73	26,33	40,92	30,28	0,93

Tabulka VII - Robustnost parametru  $T_1$  Metody symetrického optima

			Metoda symetrického optima				
$T_1$	%	$T_1$	$t_o$	$t_r$	$t_m$	$y_m$	$\kappa$
10	0	10	75,59	132,75	98,44	32,44	8,13
10	+5	10,50	74,91	131,98	97,81	32,64	8,80
10	+10	11	74,31	175,31	97,32	32,85	9,50
10	+15	11,50	73,79	180,97	96,95	33,06	10,20
10	+20	12	73,33	184,57	96,69	33,29	10,97
10	+25	12,50	72,93	187,29	96,53	33,53	11,77
10	+30	13	72,58	189,51	96,44	33,77	12,57
10	+35	13,50	72,28	191,42	96,43	34,02	13,40
10	+40	14	72,04	193,11	96,48	34,27	14,23
10	+45	14,50	71,83	194,65	96,59	34,52	15,07
10	+50	15	71,65	246,65	96,74	34,78	15,93
10	-5	9,50	76,34	133,73	99,23	31,35	4,50
10	-10	9	77,17	134,92	100,18	32,10	7,00
10	-15	8,50	78,09	136,33	101,29	31,95	6,50
10	-20	8	79,07	137,95	102,58	31,82	6,07
10	-25	7,50	80,12	139,77	104,02	31,71	5,70
10	-30	7	81,21	141,71	105,58	31,62	5,40
10	-35	6,50	82,33	143,78	107,23	31,55	5,17
10	-40	6	83,45	145,86	108,92	31,49	4,97
10	-45	5,50	84,57	148,02	110,62	31,44	4,80
10	-50	5	85,66	150,10	112,28	31,40	4,67
10	-55	4,50	86,70	152,18	113,90	31,37	4,57
10	-60	4	87,71	154,20	115,46	31,35	4,50
10	-65	3,50	88,69	156,16	116,94	31,33	4,43
10	-70	3	89,59	158,02	118,36	31,32	4,40
10	-75	2,50	90,58	160,03	119,72	31,31	4,37
10	-80	2	91,26	161,83	121,01	31,31	4,37